

JPO 29 DEC 2004

21.5.2004

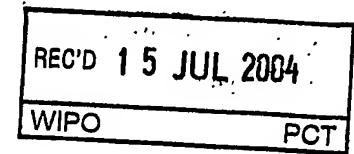
日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日  
Date of Application: 2003年 4月22日

出願番号  
Application Number: 特願2003-117600  
[ST. 10/C]: [JP 2003-117600]



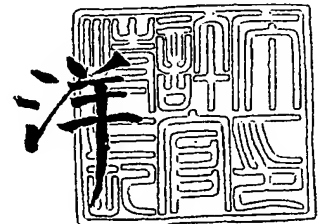
出願人  
Applicant(s): 松下電工株式会社

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 7月 1日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小川



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2004-3056684

【書類名】 特許願

【整理番号】 03P00759

【提出日】 平成15年 4月22日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G01B 7/00  
G01B 7/30

【発明の名称】 ポジションセンサ

【請求項の数】 52

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地松下電工株式会社内

【氏名】 丹羽 正久

【特許出願人】

【識別番号】 000005832

【氏名又は名称】 松下電工株式会社

【代理人】

【識別番号】 100087767

【弁理士】

【氏名又は名称】 西川 恵清

【電話番号】 06-6345-7777

【選任した代理人】

【識別番号】 100085604

【弁理士】

【氏名又は名称】 森 厚夫

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-131899

【出願日】 平成14年 5月 7日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 053420

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9004844

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ポジションセンサ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、前記検出コイルに対して前記検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する前記検出部の出力電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記所定の周波数での前記検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定することを特徴とするポジションセンサ。

【請求項 2】 前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であることを特徴とする請求項 1 記載のポジションセンサ。

【請求項 3】 前記検出部の出力電圧の直流成分の温度係数は、前記検出コイルの巻線内に対するコアの貫入量が最小の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数より、前記コアの貫入量が最大の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数に近いことを特徴とする請求項 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 4】 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記直流電圧と交流電圧とを各々設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合を設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 5】 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電



圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記発振回路が備える直流電圧の値を決定する抵抗の抵抗値の温度係数を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 6】 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記交流電圧の周波数の温度特性を設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性を設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 7】 前記定電流回路は、所定の振幅の直流電流を出力する直流定電流回路と、所定の周波数及び振幅の交流電流を出力する交流定電流回路とからなり、前記直流電流の振幅の温度特性と前記交流電流の周波数の温度特性と前記交流電流の振幅の温度特性とのうち少なくとも 1 つを設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 8】 前記検出部は、前記検出コイルと、前記検出コイルに直列接続し、前記コアの変位によってインピーダンスが変化しない回路素子とを備え、前記信号処理回路は、前記定電流によって発生する前記検出コイルと回路素子との直列回路の両端電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力し、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも 1 つを設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうち少なくとも 1 つを設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 9】 前記回路素子は抵抗であることを特徴とする請求項 8 記載のポジションセンサ。

【請求項 10】 前記回路素子はインダクタであることを特徴とする請求項 8 記載のポジションセンサ。

【請求項 11】 前記定電流回路は、前記直流電流の振幅、前記交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、前記デジタルトリミング手段によって前記抵抗の値を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 12】 前記信号処理回路は、整流回路と、前記整流回路の出力をピークホールドする回路とからなることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 13】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、前記増幅器の出力に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力することを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 14】 前記発振回路が発生する交流電圧は三角波であることを特徴とする請求項 4 記載のポジションセンサ。

【請求項 15】 前記交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であることを特徴とする請求項 7 記載のポジションセンサ。

【請求項 16】 前記検出コイルの巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び前記検出コイルに入力される定電流の周波数は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに対して相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる各値であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 17】 前記コアは、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数

と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる材料で形成されることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 18】 前記コアに施された表面処理は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる表面処理であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 19】 前記コアは、少なくとも表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料で形成されることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 20】 前記コアは、少なくとも表面をニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項 19 記載のポジションセンサ。

【請求項 21】 前記コアは、所望の長さに切断した電熱線を、曲げ加工して形成したことを特徴とする請求項 19 記載のポジションセンサ。

【請求項 22】 前記電熱線は、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項 21 記載のポジションセンサ。

【請求項 23】 前記検出コイルの巻線は、ニクロム、マンガニン、銅ニッケル合金のうちいずれかで形成されることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のポジションセンサ。

【請求項 24】 少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値に対して所定の大きさのレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度

補償をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定することを特徴とするポジションセンサ。

【請求項 25】 少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、A/D 変換回路が出力するデジタル信号に対して所定のデジタル量のレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度補償を実行する演算をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定することを特徴とするポジションセンサ。

【請求項 26】 前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のピーク値であることを特徴とする請求項 24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 27】 前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のボトム値であることを特徴とする請求項 24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 28】 前記抽出値は、前記検出部の出力電圧の振幅に比例した値であることを特徴とする請求項 24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 29】 前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えることを特徴とする請求項 24 記載のポジションセンサ。

【請求項 30】 前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数

とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えることを特徴とする請求項 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 31】 前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であることを特徴とする請求項 24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 32】 前記コアの端部から所定の長さの部分を、他の部分より磁束が通りやすくしたことを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 33】 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より太いことを特徴とする請求項 32 記載のポジションセンサ。

【請求項 34】 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で形成されることを特徴とする請求項 32 記載のポジションセンサ。

【請求項 35】 前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理されたことを特徴とする請求項 32 記載のポジションセンサ。

【請求項 36】 前記コアは端部から所定の長さの部分の表面にパーマロイめっきを施した電磁ステンレスからなることを特徴とする請求項 35 記載のポジションセンサ。

【請求項 37】 前記コアの端部は、面取り処理を行ってエッジを除去したことを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 38】 前記検出コイルは所定の曲率で湾曲した形状を有しており、前記検出コイルを固定し、前記検出コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングを備えることを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 39】 前記ハウジングは前記検出コイルの内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、前記検出コイルの曲率変化を矯正することを特徴とする請求項 38 記載のポジションセンサ。

【請求項 40】 前記検出コイルを巻回したボビンを備え、組み立て前に前記コイルとボビンとを樹脂モールドしたことを特徴とする請求項 1、2、24 ま

たは 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 1】 2つの前記検出コイルを各々巻回した2つのボビンを備え、組み立て前に2つの前記コイルと2つの前記ボビンとを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 2】 2つの前記検出コイルを備え、前記検出コイルに貫入する2つの前記コアを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする請求項 2 または 31 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 3】 同一の曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、同一の曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸方向に重ねて配置されることを特徴とする請求項 2 または 31 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 4】 互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸に対して同一回転角度上、且つ同一平面上に配置されることを特徴とする請求項 2 または 31 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 5】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であることを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 6】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号が出力してから前記位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項 1、2、24 または 25 記載のポジションセンサ。

【請求項 4 7】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値を

デジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項1、2、24または25記載のポジションセンサ。

【請求項48】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項1、2、24または25記載のポジションセンサ。

【請求項49】 前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じた数のパルス信号とから構成されることを特徴とする請求項1、2、24または25記載のポジションセンサ。

【請求項50】 前記検出コイルを2つ具備し、前記2つの検出コイルは構造部材に取り付けられた同一の前記コアを共用することを特徴とする請求項1、2、24または25記載のポジションセンサ。

【請求項51】 前記検出コイルを2つ具備し、同一の前記定電流回路が所定の周波数及び振幅の定電流を前記2つの検出コイルに出力することを特徴とする請求項1、2、24または25記載のポジションセンサ。

【請求項52】 前記各回路の能動回路はモノリシックICで構成したことを特徴とする請求項50または51記載のポジションセンサ。

#### 【発明の詳細な説明】

【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、移動体の変位を検出するポジションセンサに関するものである。

## 【0002】

## 【従来の技術】

従来より、検出コイル 2 にコア 1 を挿入し、検出コイル 2 のインピーダンスの変化を検出して、変位信号を出力するポジションセンサが提案されている。図 4 3 は検出部の概要図、図 4 4 はコア変位  $X$  と検出コイル 2 の交流インピーダンス  $Z_{ac}$  との関係を表す概要図、図 4 5 は全体回路の概要図であり、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  は実部と虚部とからなっている。なお、図 4 4 では変位  $X$  が大きいほどコア 1 の検出コイル 2 に対する貫入量が多くなって、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  は増大しているが、変位  $X$  が大きいほどコア 1 の検出コイル 2 に対する貫入量が少なくなる構成として、変位  $X$  が大きいほど交流インピーダンス  $Z_{ac}$  が減少する構成でもよい。この場合は、検出コイル 2 に交流電流を与え、検出コイル 2 の両端に発生する電圧の振幅や位相を検出し、適当な信号処理を行う。交流電流を与えるのは、検出コイル 2 の交流インピーダンス  $Z_{ac}$  に比例した電圧振幅が得られるからである。

## 【0003】

また図 4 6 に示すポジションセンサは、本質的にコア 1 の磁性体 2 1 によるインピーダンス  $Z$  (インダクタンス成分) の温度変化と非磁性体 2 2 によるインピーダンス  $Z$  (渦電流成分) の温度変化とを相殺するよう、検出コイル 2 を作り込んだものである。(例えば、特許文献 1 参照。)

さらには、永久磁石と感磁性素子を用いるポジションセンサも多い。この方法では、感磁性素子にリニアな磁界を作用させる磁気回路の構成が最重要ポイントとなる。例えば図 4 7 に示すように、断面コの字状のヨーク 1 0 0 の内上面に設けた永久磁石 1 0 1 にテーパを形成し、永久磁石 1 0 1 とヨーク 1 0 0 の内下面との間に感磁性素子 1 0 2 を配置して、感磁性素子 1 0 2 の  $Z$  方向の変位に対して磁束 1 0 3 のリニアな磁界変化を実現している。(例えば、特許文献 2 参照。) この最大のメリットは、感磁性素子 1 0 2 とセンサ回路(感磁性素子 1 0 2 への電源供給、信号処理回路)をモノリシック IC として作り込み、1 つのパッケージに納めることにより小型化、部品点数の削減を図ることができることである。



## 【0004】

さらに、別の従来例として高周波磁気式があり、その構成を図48に示す。被検出体に連動回転する回転シャフト201と、回転シャフト201と連結片202cで連結されて回転シャフト201を中心とする円周上を回転シャフト201の回転に連動して移動する円弧状の可動金属体202と、円周上に固定配置され、移動する可動金属体202の腕体202a, 202bが夫々の中心透孔に出入りして磁路に対する占有量が可変自在となるように中心軸を円弧状に湾曲させた2つのセンサコイル203a, 203bを駆動励起して高周波数の変調磁界を発生させ、腕体202a, 202bのセンサコイル203a, 203bに対する出入りに応じて生じる磁気的变化を検出するセンサ回路204と、センサコイル203a, 203bに流れるコイル電流を検出するための抵抗器205a, 205bとから構成される。この従来例においては動金属体202の腕体202a, 202bを2つのセンサコイル203a, 203bに相補的に貫入させるものであり、センサコイル203a, 203bの各インピーダンスが変化することをセンサ回路204で検出するので、精密位置決めが不要であるというメリットがある。

## 【0005】

## 【特許文献1】

米国特許第5003258号明細書（3頁右欄第16行～4頁左欄第12行、Fig1）

## 【特許文献2】

特公平6-82041号公報（2頁左欄第20行～右欄第14行、図1）

## 【特許文献3】

特開2000-186903号公報（3頁右欄第28行～4頁左欄第17行、図1）

## 【0006】

## 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、図43においてコア1が磁性体である場合、コア1の挿入時における検出コイル2のインピーダンスZの温度変化率（温度係数）はコア1の変

位Xに対して一律でなく、図49のようにコア1の挿入量が多いほど温度変化率 $\Delta (dZ_{ac}/dt)$ も大きくなることが知られている。そのため、検出コイル2の出力電圧を回路的に温度補償して変位信号を得るためには回路構成が複雑になるという問題があった。

#### 【0007】

上記問題点を解決するために、US特許5003258、US特許4864232、US特許5898300等の技術があるが、例えば図46に示すUS特許5003258では、検出コイル2のインピーダンスZの温度係数がコア1の変位Xに依存するという問題点に対して、検出コイル2及びその周辺の構造を工夫することにより、インピーダンスZの温度係数の変位依存性を小さくするものであった。しかし、部品点数が多くなる、部品間の位置決めが困難である、検出コイルについての設計制約が多く、汎用性に乏しい、前記理由によるコストアップという問題点が発生した。

#### 【0008】

次に、図44の検出コイル2の変位Xと検出コイル2の交流インピーダンス $Z_{ac}$ との関係を図49より、もう少し実際に近い状態に図示したのが図50である。図50においては、ストロークの中央部分については変位Xに対する交流インピーダンス $Z_{ac}$ の直線性がよいが、両端部で直線性が悪くなっている。特に、検出コイル2内に入るコア1の貫入が少ない場合に、直線性が特に悪い。これは、コア1の先端部分は、他の部分に比べて、検出コイル2のインピーダンスZ増加に寄与する率が低いためと考えられている。これを端部効果と称することがある。通常は、所望の変位区間が中央部の直線性のよい区間となるようセンサを構成するが、寸法上の制約がある場合など、所望の直線性を得ることが難しいという問題もあった。

#### 【0009】

次に、従来の構造上の問題について説明する。ポジションセンサの直線性を向上させるための一つの形状的な手段として、ボビン巻部の断面積をできるだけ小さくボビン15（図43参照）巻線部の断面積に対するコア1の断面積の比率をできるだけ大きくするという手段がある。すなわち、ボビン15の巻線部の内壁

(貫通穴の側面)とコア1との間のクリアランスは小さい方がよいのである。ボビン15がプラスチックなどの非金属体で形成されている限り、コア1とボビン15の内壁が接触しても電気的特性(コイルインピーダンス等)には大きな影響はないのであるが、接触することによりコア1と検出コイル2とがスムーズに相対変位しなくなり、コア1の変形や、機械的ヒステリシスの発生等の不都合を生じることがある。

#### 【0010】

特に、回転型のポジションセンサの場合、湾曲したコアと湾曲した検出コイルとの位置決めが難しいため、コアとボビンの内壁とが接触し、上述のような問題を生じることが多くなっている。さらに、このような回転型ポジションセンサの場合、コイル巻線に関する問題点もある。まず、ボビンが湾曲しているがために、均一な巻線が難しく、巻線に長い時間を要する。また、湾曲したボビンに巻線する場合、巻線時の張力により巻線後のボビンの曲率が、局部的に巻線前の曲率より小さくなってしまい、この曲率変化により、上述のようにコアとボビン巻部の内壁との引っかかりが生じ、極端な場合には可動体が途中までしか変位できなくなる場合もあった。

#### 【0011】

さらに、図47に示す磁気式のポジションセンサにおいては、変位に対する磁界103のリニアリティを得るためには、研削加工等による正確な永久磁石101の寸法出しと、永久磁石101と感磁性素子102との精密な位置決めが必要となるとともに、この感磁性素子102はInSb薄膜等を用い、特殊な半導体プロセスを必要とするため高価であり、その感度特性は周囲温度による特性変化が大きいため、温度補償回路が不可欠となり回路が複雑となるという問題がある。また、感磁性素子102とセンサ回路とをモノリシックICとして車載用に用いる場合には、フェールセーフシステムの思想に基づいてセンサの検出部は2重にしなければならず、2個のモノリシックICが本質的に必要となる。

#### 【0012】

さらに、図48に示すような高周波磁気式のポジションセンサにおいては、定電圧 $V_o$ でセンサコイル203a, 203bを駆動し、コイルインピーダンスを

Zとすると、コイル電流 ( $V_o/Z$ ) を測定している。すなわち、コイルインピーダンス  $Z$  が分母にあり、角度変化に対してコイルインピーダンス  $Z$  がリニアに変化したとしても、センサ出力であるコイル電流はリニアには変化せず、角度に対して双曲線的に変化することになる。

#### 【0013】

また、センサコイル 203a, 203b に可動金属体 202 の腕体 202a, 202b が貫入していない角度状態では、センサコイル 203a, 203b のコイルインピーダンスはコイル巻線のインピーダンスだけであってその温特 (温度係数) の要素もコイル巻線のみとなる。しかし、センサコイル 203a, 203b に腕体 202a, 202b が貫入している角度状態では、センサコイル 203a, 203b のコイルインピーダンスは、コイル巻線のインピーダンスと、腕体 202a, 202b の貫入によるコイルインピーダンスの増加分 (インダクタンスの増加分、渦電流損、ヒステリシス損など) がある。したがってその温度係数はインピーダンス増加分の各要因別に異なった温度係数の総合となるので、必然的にセンサコイル 203a, 203b に腕体 202a, 202b が貫入していない角度状態時の温度係数とは異なる。すなわち角度によって温度係数が変わるのである。したがって、センサ回路 204 の補正回路 210 でデジタルトリミングで温度補正を行うにしても、角度によってその増幅率を変えろという厄介な補正をしない限り正確な出力を ECU に出力できないという問題があった。

#### 【0014】

また、センサコイル 203a, 203b が弧状になっているために均等な巻線を形成することが困難であり、少なくとも弧の外側に密着整列巻線を形成することは不可能である。

#### 【0015】

このように上記各従来例では、簡単な構造で温度特性の向上を図ることが共通の課題となっている。

#### 【0016】

本発明は、上記事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるポジシ

ンセンサを提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】

請求項1の発明は、所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重畳した定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、前記検出コイルに対して前記検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する前記検出部の出力電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記所定の周波数での前記検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することを特徴とする。

【0018】

請求項2の発明は、請求項1において、前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であることを特徴とする。

【0019】

請求項3の発明は、請求項2において、前記検出部の出力電圧の直流成分の温度係数は、前記検出コイルの巻線内に対するコアの貫入量が最小の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数より、前記コアの貫入量が最大の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数に近いことを特徴とする。

【0020】

請求項4の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記直流電圧と交流電圧とを各々設定することで、前記定電流の直流電

流と交流電流との割合を設定することを特徴とする。

【0021】

請求項5の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記発振回路が備える直流電圧の値を決定する抵抗の抵抗値の温度係数を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定することを特徴とする。

【0022】

請求項6の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記交流電圧の周波数の温度特性を設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性を設定することを特徴とする。

【0023】

請求項7の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電流を出力する直流定電流回路と、所定の周波数及び振幅の交流電流を出力する交流定電流回路とからなり、前記直流電流の振幅の温度特性と前記交流電流の周波数の温度特性と前記交流電流の振幅の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することを特徴とする請求項1または2記載のポジションセンサ。

【0024】

請求項8の発明は、請求項1または2において、前記検出部は、前記検出コイルと、前記検出コイルに直列接続し、前記コアの変位によってインピーダンスが変化しない回路素子とを備え、前記信号処理回路は、前記定電流によって発生す

る前記検出コイルと回路素子との直列回路の両端電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力し、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも1つを設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することを特徴とする。

#### 【0025】

請求項9の発明は、請求項8において、前記回路素子は抵抗であることを特徴とする。

#### 【0026】

請求項10の発明は、請求項8において、前記回路素子はインダクタであることを特徴とする。

#### 【0027】

請求項11の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、前記直流電流の振幅、前記交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、前記デジタルトリミング手段によって前記抵抗の値を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定することを特徴とする。

#### 【0028】

請求項12の発明は、請求項1または2において、前記信号処理回路は、整流回路と、前記整流回路の出力をピークホールドする回路とからなることを特徴とする。

#### 【0029】

請求項13の発明は、請求項1または2において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を

備え、前記増幅器の出力に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力することを特徴とする。

#### 【0030】

請求項14の発明は、請求項4において、前記発振回路が発生する交流電圧は三角波であることを特徴とする。

#### 【0031】

請求項15の発明は、請求項7において、前記交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であることを特徴とする。

#### 【0032】

請求項16の発明は、請求項1または2において、前記検出コイルの巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び前記検出コイルに入力される定電流の周波数は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに対して相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる各値であることを特徴とする。

#### 【0033】

請求項17の発明は、請求項1または2において、前記コアは、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる材料で形成されることを特徴とする。

#### 【0034】

請求項18の発明は、請求項1または2において、前記コアに施された表面処理は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる表面処理であることを特徴とする。

#### 【0035】

請求項19の発明は、請求項1または2において、前記コアは、少なくとも表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料で形成されることを特徴とする。

#### 【0036】

請求項20の発明は、請求項19において、前記コアは、少なくとも表面をニ



ツケルークロム合金、ニッケルークロム－鉄合金、鉄－クロム－アルミ合金、銅－ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする。

【0037】

請求項21の発明は、請求項19において、前記コアは、所望の長さに切断した電熱線を、曲げ加工して形成したことを特徴とする。

【0038】

請求項22の発明は、請求項21において、前記電熱線は、ニッケルークロム合金、ニッケルークロム－鉄合金、鉄－クロム－アルミ合金、銅－ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されることを特徴とする。

【0039】

請求項23の発明は、請求項1または2において、前記検出コイルの巻線は、ニクロム、マンガニン、銅－ニッケル合金のうちいずれかで形成されることを特徴とする。

【0040】

請求項24の発明は、少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値に対して所定の大きさのレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度補償をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定することを特徴とする。

【0041】

請求項25の発明は、少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出

部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、A/D変換回路が出力するデジタル信号に対して所定のデジタル量のレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度補償を実行する演算をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定することを特徴とする。

#### 【0042】

請求項26の発明は、請求項24または25において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のピーク値であることを特徴とする。

#### 【0043】

請求項27の発明は、請求項24または25において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のボトム値であることを特徴とする。

#### 【0044】

請求項28の発明は、請求項24または25において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧の振幅に比例した値であることを特徴とする。

#### 【0045】

請求項29の発明は、請求項24において、前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えることを特徴とする。

#### 【0046】

請求項30の発明は、請求項25において、前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えることを特徴とする。

#### 【0047】

請求項 31 の発明は、請求項 24 または 25 において、前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であることを特徴とする。

【0048】

請求項 32 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記コアの端部から所定の長さの部分を、他の部分より磁束が通りやすくしたことを特徴とする。

【0049】

請求項 33 の発明は、請求項 32 において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より太いことを特徴とする。

【0050】

請求項 34 の発明は、請求項 32 において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で形成されることを特徴とする。

【0051】

請求項 35 の発明は、請求項 32 において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理されたことを特徴とする。

【0052】

請求項 36 の発明は、請求項 35 において、前記コアは端部から所定の長さの部分の表面にパーマロイめっきを施した電磁ステンレスからなることを特徴とする。

【0053】

請求項 37 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記コアの端部は、面取り処理を行ってエッジを除去したことを特徴とする。

【0054】

請求項 38 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記検出コイルは所定の曲率で湾曲した形状を有しており、前記検出コイルを固定し、前記検出コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングを備えることを特徴とする。

【0055】

請求項 39 の発明は、請求項 38 において、前記ハウジングは前記検出コイル

の内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、前記検出コイルの曲率変化を矯正することを特徴とする。

**【0056】**

請求項40の発明は、請求項1、2、24または25において、前記検出コイルを巻回したボビンを備え、組み立て前に前記コイルとボビンとを樹脂モールドしたことを特徴とする。

**【0057】**

請求項41の発明は、請求項1、2、24または25において、2つの前記検出コイルを各々巻回した2つのボビンを備え、組み立て前に2つの前記コイルと2つの前記ボビンとを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする。

**【0058】**

請求項42の発明は、請求項2または31において、2つの前記検出コイルを備え、前記検出コイルに貫入する2つの前記コアを一体に樹脂モールドしたことを特徴とする。

**【0059】**

請求項43の発明は、請求項2または31において、同一の曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、同一の曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸方向に重ねて配置されることを特徴とする。

**【0060】**

請求項44の発明は、請求項2または31において、互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸に対して同一回転角度上、且つ同一平面上に配置されることを特徴とする。

**【0061】**

請求項45の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補

正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であることを特徴とする。

#### 【0062】

請求項46の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号が出力してから前記位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号とから構成されることを特徴とする。

#### 【0063】

請求項47の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成されることを特徴とする。

#### 【0064】

請求項48の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されることを特徴とする。

#### 【0065】

請求項49の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じた数のパルス信号と

から構成されることを特徴とする。

#### 【0066】

請求項50の発明は、請求項1、2、24または25において、前記検出コイルを2つ具備し、前記2つの検出コイルは構造部材に取り付けられた同一の前記コアを共用することを特徴とする。

#### 【0067】

請求項51の発明は、請求項1、2、24または25において、前記検出コイルを2つ具備し、同一の前記定電流回路が所定の周波数及び振幅の定電流を前記2つの検出コイルに出力することを特徴とする。

#### 【0068】

請求項52の発明は、請求項50または51において、前記各回路の能動回路はモノリシックICで構成したことを特徴とする。

#### 【0069】

#### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

#### 【0070】

#### (実施形態1)

本実施形態のポジションセンサの回路構成を図1に示し、上面図を図2に、図2のA-A'断面図を図3に各々示し、検出コイル2の断面図を図4に示す。ポジションセンサは、断面コの字型で、コの字の内側にコーティング11を施し、一定の曲率で湾曲した湾曲ボビン10に巻回された検出コイル2と、湾曲した検出コイル2の中心を回転軸とする円柱体の外側に突部13aを形成した可動ブロック13と、突部13aに一端を接続し、検出コイル2の中空部分に貫入する一定の曲率で湾曲した磁性材料からなるコア1と、検出コイル2の曲率変化を矯正するための曲率矯正用部材12と、固定面上に各部品を配置して固定するハウジング14と、所定の振幅の直流電流 $I_{dc}$ に所定の周波数 $f$ 及び振幅 $I_{ac}$ の交流電流を重畳した定電流 $I_d$ を検出コイル2に出力する定電流回路3と、定電流回路3が出力する定電流 $I_d$ 及び検出コイル2のインピーダンス $Z$ により決まる検出コイル2の両端電圧 $V_s$ （検出信号）のピーク値 $V_1$ に応じて、コア1と検

出コイル 2 との位置情報を示す変位信号  $V_{out}$  を出力する信号処理回路 4 とを備え、検出コイル 2 は、定電流  $I_d$  を供給されて、検出信号を出力する検出部 A を構成している。なお、本実施形態において、湾曲ボビン 10 の断面形状は、射出成形等によって形成が容易なコの字型にしたが、他の形状であってもよい。

#### 【0071】

そして、可動ブロック 13 が回転し、回転角  $\theta$  が  $0^\circ$  から  $90^\circ$  になるにしたがって、検出コイル 2 に貫入しているコア 1 の部分が少なくなる構成となっている。

#### 【0072】

また、定電流回路 3 は、所定の振幅の直流電圧  $V_{dc}'$  に所定の周波数  $f$  及び振幅  $V_{ac}'$  の交流電圧を重畳した定電圧  $V_d'$  を発生する発振回路 3a と、発振回路 3a が出力する定電圧  $V_d'$  を定電流  $I_d$  に変換する電圧-電流変換回路 3b とから構成される。

#### 【0073】

まず、検出部 A の検出信号の温度特性について、具体的な例をもとに説明する。通常、ポジションセンサでは、ある所定の変位区間における検出信号の出力直線性誤差が常温において規定され、それに一定のマージンを与えて全動作温度範囲での値を規定する。例えば、「位置検出の角度範囲  $\theta = 0 \sim 90^\circ$  で、検出信号の直線性誤差が常温で  $\pm 1\% \text{FS}$  以下、 $-40 \sim +130^\circ\text{C}$  で  $\pm 2\% \text{FS}$  以下」といった具合である。この場合、温度変動要因による直線性誤差の悪化は約  $\pm 1\% \text{FS}$  程度に抑えなければならないことになる。室温を  $30^\circ\text{C}$  とすると、高温側は  $100^\circ\text{C}$  の温度幅があるので、検出信号が温度に対して直線的な変化をする と仮定した場合、温度変化率（温度係数）の変動幅を  $\pm 100 \text{ ppm/K}$  以下に抑えなければならないことになる。

#### 【0074】

また、所望の変位区間内の任意の変位においても、検出コイル 2 の両端電圧  $V_s$  のピーク値  $V_1$  の温度係数の変動幅  $\Delta (dV_1/dT)$  が  $\pm 100 \text{ ppm/K}$  以下であれば、一定温度係数の簡単な温度補償回路を付加することにより、温度補償後の電圧をその変位における常温値  $\pm 100 \text{ ppm/K}$  にすることができる。

。これが本発明の目指すところである。

#### 【0075】

次に、本実施形態の動作について説明する。図1に示すように、定電流回路3から検出コイル2に交流電流  $I_{ac}$  を供給すると同時に、直流電流  $I_{dc}$  を供給する。検出コイル2の直流抵抗を  $Z_{dc}$ 、交流電流  $I_{ac}$  の発振周波数  $f$  における交流インピーダンスを  $Z_{ac}$ 、検出コイル2の両端電圧を  $V_s$  とすると、電圧  $V_s$  は、直流電圧  $V_{dc}$  と交流電圧  $V_{ac}$  との和として考えられ、

#### 【0076】

##### 【数1】

$$V_s = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} + I_{ac} * Z_{ac}$$

と表すことができる。(数1)式においては諸量は複素数であるが、電圧  $V_s$  のピーク電圧  $V_1$  のみを考えると、

#### 【0077】

##### 【数2】

$$V_1 = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} + I_{ac} * Z_{ac}$$

となり、(数2)式における諸量は実数として扱うことができ、その波形は図5に示すように、ピーク電圧  $V_1$  を有する、直流電圧  $V_{dc}$  と交流電圧  $V_{ac}$  との和になっている。

#### 【0078】

図6は、銅ニッケル合金線（GCN15線）で巻回した検出コイル2のインピーダンスの実測値を元に作成したサンプルデータであり、検出コイル2の直流抵抗  $Z_{dc}$  と交流インピーダンス  $Z_{ac}$  とを、図2の回転角  $\theta$  を横軸としたグラフにプロットしたものである。ここでは、インピーダンス  $Z$  が回転角  $\theta$  に対して完全に直線的に変化するように設定したが、実測値にかなり近い値となっている。さらに、周囲温度：-40℃、+25℃、+85℃、+130℃での各データを示している。

#### 【0079】

そして、周囲温度+25℃において、直流抵抗  $Z_{dc}$  は188Ω、温度係数は



511 ppm/Kであり、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  は、

【0080】

【数3】

$$Z_{ac} = (Z_0 + Z' \cdot \theta) * \{1 + (\beta_0 + \beta' \cdot \theta) * T\}$$

と表され、 $Z_0 = 636 \Omega$ 、 $Z' = -3.48 \Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0 = 478 \text{ ppm/K}$ 、 $\beta' = -2.49 \text{ ppm/K/deg}$ であり、 $\theta$ は回転角、 $T$ は周囲の摂氏温度を表す。

【0081】

ここで、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  の温度係数は  $\theta = 0^\circ$  では  $478 \text{ ppm/K}$ 、 $\theta = 90^\circ$  では  $254 \text{ ppm/K}$ であるので、その変動幅  $\Delta (dZ_{ac}/dT)$  は  $224 \text{ ppm/K}$ に達している。

【0082】

次に、定電流回路3が出力する直流電流  $I_{dc} = 1.5 \text{ mA}$ 、交流電流  $I_{ac} = 0.3 \text{ mA}$ とし、簡単のため直流電流  $I_{dc}$ 、交流電流  $I_{ac}$  及び周波数  $f$  の温度変化率をゼロとして（数2）式より、検出コイル2両端の直流電圧  $V_{dc}$ 、交流電圧  $V_{ac}$ 、及び検出コイル2両端のピーク電圧  $V_1$  をプロットした結果が図7の各プロットであり、それらの温度係数が図8である。

【0083】

図8から分かるように、回転角  $\theta = 0^\circ \sim 90^\circ$  に亘って、ピーク電圧  $V_1$  の温度係数は略  $450 \sim 500 \text{ ppm/K}$ であり、その変動幅  $\Delta (dV_1/dT)$  は略  $50 \text{ ppm/K}$ であり、非常に狭い変動幅に収まっている。従って、ピーク電圧  $V_1$  に  $470 \text{ ppm/K}$ 程度の温度補償を施せば、補償後の電圧はほとんど誤差なく常温値に戻すことができる。

【0084】

次に、定電流回路3が出力する交流電流  $I_{ac} = 0.3 \text{ mA}$ のまま、直流電流  $I_{dc}$  を変化させた場合のピーク電圧  $V_1$  の温度係数を図8と同様に計算した結果が図9である。直流電流  $I_{dc} = 0$ であれば、その温度係数の変位依存性は検出コイル2のインピーダンス  $Z$  の変位依存性と同一となる。しかし、直流電流  $I_{dc}$  を増やすに従って、直流電圧  $V_{dc}$  の温度係数に近付いて行く。また、コア

1の検出コイル2に対する貫入量が少ないほど（本実施形態の場合は回転角 $\theta$ が大きい領域ほど）、ピーク電圧 $V_1$ に占める直流電圧 $V_{dc}$ の割合が大きいので（図6参照）、直流電圧 $V_{dc}$ の影響を受けやすい。

#### 【0085】

そして、直流電流 $I_{dc}$ を少しでも混ぜると、直流電流 $I_{dc}=0$ の場合よりも、ピーク電圧 $V_1$ の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ はかなり改善され、直流電流 $I_{dc}$ を増やすほど、ピーク電圧 $V_1$ の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ は小さいものになるが、その改善具合もあるレベルで飽和する。したがって、直流電流 $I_{dc}$ を増やすことは消費電流の増加につながることもあり、許容される消費電流と、ピーク電圧 $V_1$ の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ の値とから直流電流 $I_{dc}$ の適正值を選べばよいということになる。このとき、発振回路3aが発生する直流電圧 $V_{dc}'$ と交流電圧 $V_{ac}'$ とを各々設定することで、定電流 $I_d$ の直流電流 $I_{dc}$ と交流電流 $I_{ac}$ との割合を設定することができる。

#### 【0086】

また、発振回路3aが発生する交流電圧 $V_{ac}'$ の周波数 $f$ が高いほど、直流電圧 $V_{dc}$ に対する交流電圧 $V_{ac}$ の比率が増大するので、周波数 $f$ を適正に選択することによっても $V_{dc}$ と $V_{ac}$ との比率を適正に設定することができ、上記と同様の議論が成り立つ。

#### 【0087】

上記の説明では、直流電流 $I_{dc}$ 、交流電流 $I_{ac}$ 、周波数 $f$ の各温度変化率をゼロとしたが、これらに温度係数がある場合には、図8において、直流電圧 $V_{dc}$ や交流電圧 $V_{ac}$ の各温度係数が上下にシフトし、その分ピーク電圧 $V_1$ の温度特性も変化するということになる。

#### 【0088】

図8や図9からもわかるように、 $(dV_1/dT)$ はコア1の貫入量が少ない場合には、 $(dV_{dc}/dT)$ の影響を大きく受け、コア1の挿入量が多い場合には、 $(dV_{ac}/dT)$ の影響を大きく受ける。それはピーク電圧 $V_1$ に占める直流電圧 $V_{dc}$ と交流電圧 $V_{ac}$ の構成比から当然そうなる。

## 【0089】

また、コア1の貫入量によらず、 $(dV_1/dT)$ の値は、 $(dV_{dc}/dT)$ の値と $(dV_{ac}/dT)$ の値との間にある。

## 【0090】

さらに、コア1の貫入量が多い（本実施形態では回転角 $\theta = 0^\circ$ 近辺）場合の $(dV_{dc}/dT)$ の値と、 $(dV_{ac}/dT)$ の値とをできるだけ近づけるよう設定すると、 $(dV_1/dT)$ は、コア1の貫入量が多い場合（交流電圧 $V_{ac}$ の温度係数の影響を受けやすいが、直流電圧 $V_{dc}$ と交流電圧 $V_{ac}$ が近い）にも、コア1の貫入量が少ない場合（もともと直流電圧 $V_{dc}$ の温度係数の影響を受けやすい）にも、 $(dV_{dc}/dT)$ に近い値となり、ピーク電圧 $V_1$ の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくしやすい。

## 【0091】

さらに、 $(dV_{dc}/dT)$ の値が、コア1の貫入量最小の場合の $(dV_{ac}/dT)$ 値に近い場合と、コア1の貫入量最大の場合の $(dV_{ac}/dT)$ 値に近い場合とでは、後者の方がピーク電圧 $V_1$ の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくし得るといえる。

## 【0092】

具体的には、後述するような方法で、直流抵抗 $Z_{dc}$ 、交流インピーダンス $Z_{ac}$ 、直流電流 $I_{dc}$ 、交流電流 $I_{ac}$ 、及び周波数 $f$ の各温度係数を適正值に設定して、 $(dV_{dc}/dT)$ や $(dV_{ac}/dT)$ を制御すればよい。

## 【0093】

まず、直流抵抗 $Z_{dc}$ の温度係数は、検出コイル2の巻線材料の選択で決まる。巻線材料としては、通常の銅線では温度係数が非常に大きいため、ニクロム線やマンガン線、銅ニッケル合金線（GCN線）を用いるのが実用的であり、銅ニッケル合金線の場合、銅とニッケルの合金比率によって、体積抵抗率とその温度係数を選択することができる。

## 【0094】

次に、直流電流 $I_{dc}$ 、交流電流 $I_{ac}$ 、及び周波数 $f$ に適当な温度係数を与える方法について述べる。

## 【0095】

定電流回路 3 は、図 10 に示すように、 $V_{dc}' \pm V_{ac}'$  の電圧を出力する発振回路 3 a と電圧-電流変換回路 3 b とから構成され、電圧-電流変換回路 3 b は、制御電源  $V_{cc}$  に一端を接続した抵抗  $R_1$  と、抵抗  $R_1$  の他端にエミッタを接続し、発振回路 3 a にベースを接続し、検出コイル 2 にコレクタを接続した PNP 型トランジスタ  $Q_1$  とから構成される。信号処理回路 4 はピーク電圧  $V_1$  をとりだす具体的な回路としてピークホールド型の整流回路を用いており、その回路は、制御電源  $V_{cc}$  に一端を接続した定電流源  $I_1$  と、定電流源  $I_1$  の他端にコレクタを接続し、ベース-コレクタ間を接続し、検出コイル 2 にエミッタを接続した NPN 型トランジスタ  $Q_2$  と、制御電源  $V_{cc}$  にコレクタを接続し、トランジスタ  $Q_2$  のベースにベースを接続した NPN 型トランジスタ  $Q_3$  と、トランジスタ  $Q_3$  のエミッタとグランドとの間に接続したコンデンサ  $C_1$ 、定電流源  $I_2$  の並列回路とから構成され、コンデンサ  $C_1$  の両端電圧は、検出コイル 2 両端電圧  $V_s$  を整流してピークホールドした電圧、すなわちピーク電圧  $V_1$  となり、変位信号  $V_{out}$  として出力される。

## 【0096】

そして、 $V_{dc}' \pm V_{ac}'$  の電圧を出力する発振回路 3 a は、図 11 に示すように、コンパレータ  $CP_1$  と、コンパレータ  $CP_1$  の非反転入力端子と出力端子との間に接続した抵抗  $R_3$  と、コンパレータ  $CP_1$  の反転入力端子とグランド間に接続して電圧  $V_{cc}/2$  を出力する直流電源  $E_1$  と、コンパレータ  $CP_1$  の出力端子に一端を接続した抵抗  $R_4$  と、反転入力端子に抵抗  $R_4$  の他端を接続し、非反転入力端子に直流電源  $E_1$  を接続したオペアンプ  $OP_1$  と、オペアンプ  $OP_1$  の反転入力端子と出力端子との間に接続したコンデンサ  $C_2$  と、オペアンプ  $OP_1$  の出力端子とコンパレータ  $CP_1$  の非反転入力端子との間に接続した抵抗  $R_2$  と、オペアンプ  $OP_1$  の出力端子と制御電源  $V_{cc}$  との間に接続した抵抗  $R_5$ 、 $R_6$  の直列回路とから構成される。

## 【0097】

この回路において、オペアンプ  $OP_1$  の出力  $V_{osc}$  は  $V_{cc}/2$  をオフセット中心とする三角波となり、出力  $V_{osc}$  を抵抗  $R_5$ 、 $R_6$  で分圧することによ

って直流電圧  $V_{dc}'$  , 交流電圧  $V_{ac}'$  が決定される。このような三角波発振回路は、正弦波発振回路に比べて、温度変化に対して安定な回路を簡単な構成で実現できる。方形波発振回路でも安定な回路を安価に構成できるが、検出コイル 2 に方形波電流を与えても方形波電流の  $di/dt$  に起因する制御しがたい信号電圧が発生するだけとなるので、使えない。その点、三角波であれば、正弦波と同様にコアの回転角  $\theta$  を反映した出力電圧を得ることができるのである。

#### 【0098】

図 11 において、交流電圧  $V_{ac}'$  の発振周波数  $f$  は、 $(R_3 / (C_2 \times R_4 \times R_2))$  に比例し、振幅は  $(R_2 / R_3)$  に比例する。従って、抵抗  $R_2 \sim R_6$ 、及びコンデンサ  $C_2$  の値及び温度係数を適正に選択することによって直流電圧  $V_{dc}'$  や交流電圧  $V_{ac}'$  の値及び温度係数を制御することができる。特に、定電流回路 3 全体がモノリシック IC となる場合でも、コンデンサ  $C_2$  は外付けされることが多いため、コンデンサ  $C_2$  で温度係数を調整する方法は有効である。

#### 【0099】

さらに、定電流回路 3 全体がモノリシック IC 化される場合、抵抗  $R_1 \sim R_5$  の一部または全部の抵抗値をデジタルトリミングによって設定して、直流電流  $I_{dc}$ 、交流電流  $I_{ac}$ 、及び周波数  $f$  に適当な温度係数を与えることもできる。この場合、コア 1 や検出コイル 2、及びその変位区間等が変わっても IC を代えることなく使えるので汎用性が高いものとなる。

#### 【0100】

ここで、デジタルトリミングとは、調整する抵抗に予め並列に、抵抗とスイッチ素子との並列回路を接続しておき、デジタルデータによってスイッチ素子をオン・オフすることによって抵抗調整を行うものである。具体的にデジタルトリミングを行う場合は、電気的特性をモニターしながらデジタルデータの最適コードを決定し、決定した最適コードを IC の ROM に書き込んだり、IC 内に設けられているデータ記憶のためのヒューズを焼き切ることで、IC に最適コードを与え、IC 内の抵抗はこの最適コードに対応する値に設定される。

#### 【0101】

なお、三角波発生回路は図 11 に示す回路構成でなくてもよく、他の回路構成であってもよい。

#### 【0102】

また、図 10 の電圧－電流変換回路 3 b においては、トランジスタ Q1 のベース－エミッタ間電圧  $V_{be}$  の温度特性によって、発振回路 3 a が発生する直流電圧  $V_{dc}'$  の温度係数がゼロであっても、検出コイル 2 に供給される直流電流  $I_{dc}$  は正の温度係数を有することになる。ここで、直流電流  $I_{dc}$  の温度係数を正の温度係数にしたいくない場合は、図 10 に示す電圧－電流変換回路 3 b のトランジスタ Q1 のエミッタを反転入力端子に接続し、トランジスタ Q1 のベースを出力端子に接続したオペアンプ OP2 を付加した図 12 に示す電圧－電流変換回路 3 b' を用いて、オペアンプ OP2 の非反転入力端子に発振回路 3 a の出力を接続すればよい。

#### 【0103】

図 13 は、図 10 の定電流回路 3 とは異なる定電流回路 3' の回路構成であり、定電流回路 3' は、交流電流供給回路 S a c と直流電流供給回路 S d c とから構成されている。交流電流供給回路 S a c は、NPN 型トランジスタ Q4 と PNP 型トランジスタ Q6 との直列回路と、トランジスタ Q4、Q6 の接続中点に接続した交流電源 AC と、制御電源  $V_{cc} - V_{ee}$  間に接続した PNP 型トランジスタ Q8、NPN 型トランジスタ Q5、抵抗 R7、R8、PNP 型トランジスタ Q7、NPN 型トランジスタ Q10 の直列回路と、PNP 型トランジスタ Q9、NPN 型トランジスタ Q11 の直列回路とからなり、トランジスタ Q4、Q5、トランジスタ Q6、Q7、トランジスタ Q8、Q9、トランジスタ Q10、Q11 の各ゲートは互いに接続され、トランジスタ Q8、Q10 の各ベース－コレクタ間は短絡されている。

#### 【0104】

直流電流供給回路 S d c は、トランジスタ Q9、Q11 の接続中点にコレクタを接続し、制御電源  $V_{cc}$  にエミッタを接続した PNP 型トランジスタ Q12、Q13 と、トランジスタ Q13 のコレクタとグランド間に接続した抵抗 R9 とからなり、トランジスタ Q12、Q13 の各ゲートは互いに接続され、トランジスタ

タ Q13 のベースーコレクタ間は短絡されている。

【0105】

検出コイル 2 は、トランジスタ Q9, Q12 の接続中点に一端を接続しており、交流電流  $I_{ac}$  を供給する交流電流供給回路  $S_{ac}$  と直流電流  $I_{dc}$  を供給する直流電流供給回路  $S_{dc}$  とが独立に存在しているので、交流電流  $I_{ac}$  と直流電流  $I_{dc}$  との比率や温度係数の制御をシンプルに行うことができ、さらには、デジタルトリミングによる設定も可能である。

【0106】

また、信号処理回路 4 が検出部 A の出力電圧のピーク値  $V_1$  の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を備え、この増幅器の出力に基づいて変位信号  $V_{out}$  を出力すれば、増幅器の出力は温度補償済の変位だけに依存する信号であり、この出力を処理することで温度補償済みの変位信号を得ることができる。

【0107】

次に、定電流回路 3 を調整するのみではなく、直流抵抗  $Z_{dc}$  や交流インピーダンス  $Z_{ac}$  の値及び温度係数を制御することも可能である。図 1 の説明で述べてきた検出部 A の代わりに、図 14 のように検出コイル 2 と直列に直流抵抗  $Z_{dc}'$ 、交流インピーダンス  $Z_{ac}'$  を有する回路素子 5 を設けた検出部 A を用いる。このとき、回路素子 5 の直流抵抗  $Z_{dc}'$ 、交流インピーダンス  $Z_{ac}'$  はコア 1 の回転角  $\theta$  には無関係であり、直流抵抗  $Z_{dc}'$ 、交流インピーダンス  $Z_{ac}'$  の値や温度係数を適当に選択すれば検出部 A の両端電圧のピーク値や温度係数を制御することができる。

【0108】

例えば、回路素子 5 が純抵抗である場合には、交流インピーダンス  $Z'_{ac} = R$  (抵抗値) となる。また、回路素子 5 がインダクタンスであれば直流抵抗  $Z'_{dc}$  と交流インピーダンス  $Z'_{ac}$  の両方を備えていることになる。さらに、回路素子 5 としてダイオードを設けると、検出コイル 2 の両端電圧  $V_s$  の直流成分  $V_{dc}$  だけに影響を与えることができる。

【0109】

上記の説明のように、検出コイル 2 に交流電流  $I_{ac}$  のみならず直流電流  $I_d$

cを与えることによって、変位区間（回転角） $\theta$ における信号電圧の温度係数の変動幅 $\Delta(dV_1/dT)$ を相当程度小さくできるが、やはり $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ そのものが小さい方が、さらに $\Delta(dV_1/dT)$ を小さくし得ることは明白である。従来の技術で述べたUS特許はこの目的に合致する技術であるが、前記のように問題点をかかえていた。

#### 【0110】

また、 $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ を小さくするためには、コア1は透磁率や抵抗率の温度係数の小さな磁性体であることが望ましい。透磁率の温度係数は、たとえば $-40 \sim +130^\circ\text{C}$ 程度の温度範囲ではどの磁性体でもあまり大きくないので、特に抵抗率の温度係数の小さい材料が適している。たとえば、ニクロム（ニッケル、クロム、鉄合金）や鉄クロム（鉄、クロム、アルミ合金）がそれにあたる。これらの金属材料は、電熱線用途に多く使用されるものであり、線材として非常に安価に入手できる。従って、線材の曲げ加工によってコア1を形成すると、温度特性に優れたコア1が安価に製造でき、このことは実施形態2で詳細に説明する。

#### 【0111】

次に、本発明の趣旨とは異なるが、直流電流 $I_{dc}$ 、交流電流 $I_{ac}$ 、直流抵抗 $Z_{dc}$ 、交流抵抗 $Z_{ac}$ 、及びそれらの各温度係数の設定が適正でないと $\Delta(dV_1/dT)$ が $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなり得るということを、例を挙げて説明する。例えば、検出コイル2として、直流抵抗 $Z_{dc}=100\Omega$ （温度係数 $50\text{ ppm/K}$ ）、交流インピーダンス $Z_{ac}$ は（数3）式において、 $Z_0=800\Omega$ 、 $Z'=-8\Omega/\text{deg}$ 、 $\beta_0=346\text{ ppm/K}$ 、 $\beta'=-2.35\text{ ppm/K/deg}$ であるものがあり、それに対して直流電流 $I_{dc}=0.2\text{ mA}$ 、交流電流 $I_{ac}=1.0\text{ mA}$ （ともに温度係数0）を与えた場合の図8に相当するプロットが図15である。 $\Delta(dV_1/dT)$ が $\Delta(dZ_{ac}/dT)$ よりも大きくなっていることが分かる。以上のように、単に直流電流 $I_{dc}$ を与えさえすれば $\Delta(dV_1/dT)$ が減少するわけではないということを強調しておく。

#### 【0112】



なお、本実施形態では回転型のポジションセンサで説明したが、図34の従来例に示すような変位方向が直線であるポジションセンサを用いても同様の効果が得られる。

#### 【0113】

##### (実施形態2)

本実施形態では、 $\Delta (dZ_{ac}/dT)$  が最小となる理想の状態として、検出コイル2のインピーダンス $Z$ の温度変化が、コア1と検出コイル2との相対変位によって変わらないようにするための温度補償の方法について説明する。本実施形態のポジションセンサの構成は実施形態1と同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

#### 【0114】

まず、温度補償の第1の方法として、コア1が検出コイル2に貫入していない場合のインピーダンス $Z$ の温度変化率をコア1が検出コイル2に貫入した場合の温度変化率に合わせる方法について説明する。

#### 【0115】

検出コイル2のインピーダンス $Z$ は図16に示すように抵抗成分 $R_s$ とインダクタンス成分 $L_s$ との直列回路と等価である。

#### 【0116】

インダクタンス成分 $L_s$ には表皮効果による成分があり、表皮厚さが十分薄く、周波数一定の場合の表皮効果は体積抵抗率 $\rho$ の $1/2$ 乗に比例するので、温度係数も体積抵抗率 $\rho$ の $1/2$ 乗の影響を受ける。図17は、表皮効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径が0.32mm, 0.16mm, 0.10mm, 0.07mmの時に曲線Y7, Y8, Y9, Y10が各々対応しており、表皮効果の影響で、コイルの線径と周波数とにより抵抗の変化の具合が変わる。

#### 【0117】

また、抵抗成分 $R_s$ の温度係数は、巻線材の体積抵抗率 $\rho$ の温度係数に大きく依存し、抵抗成分 $R_s$ は近接効果の影響も受ける。

#### 【0118】

図18は、近接効果による銅線の抵抗値変動を示すグラフで、周波数と銅線の抵抗値との関係を示す。線径及び巻数が0.16mm 40T, 0.07mm 60Tの時に曲線Y11, Y12が各々対応している。近接効果は、コイルの巻線の巻きピッチが狭い場合に、電流が巻線内を一樣に流れなくなる現象であり、巻線ピッチが狭いほど影響が強いが、線径によっても影響は異なる。近接効果による成分は、体積抵抗率 $\rho$ の-1乗の依存性があるので、その温度係数も体積抵抗率 $\rho$ の-1乗の影響を受ける。

#### 【0119】

すなわち、線径が太いか、あるいは周波数が高い場合、表皮効果、近接効果により、コア1が貫入していない時のインピーダンス $Z$ の温度係数が小さくなる。

#### 【0120】

したがって、巻線材の体積抵抗率 $\rho$ 、線径、巻数、巻きピッチ及び周波数を適切に設定することにより、コア1が貫入していない変位状態での直流抵抗成分、表皮効果成分、近接効果成分のバランスを制御して、検出コイル2のインピーダンス $Z$ の温度係数を小さくすることができるので、変位量によって温度係数が変わるという従来の問題点を解消することができる。

#### 【0121】

銅は体積抵抗率 $\rho$ の温度係数が非常に大きいため、巻線材としては銅よりも体積抵抗率 $\rho$ の温度係数が小さいものを選択することが望ましい。具体的には、ニクロム、マンガン、銅-ニッケル合金のうちいずれかで検出コイル2の巻線を形成すればよい。特に銅-ニッケル合金は、その成分比を変えることで体積抵抗率 $\rho$ の値を制御できるので好適である。

#### 【0122】

次に、コア1が検出コイル2に貫入している場合のインピーダンス $Z$ の温度変化率をコア1が検出コイル2に貫入していない場合の温度変化率に合わせる温度補償の第2の方法について説明する。

#### 【0123】

コア1が検出コイル2に貫入することによる検出コイル2のインピーダンス $Z$ の増加は、そのコア1の体積抵抗率 $\rho$ 、透磁率 $\mu$ に起因する。したがって、その

温度係数もコア 1 の体積抵抗率  $\rho$ 、透磁率  $\mu$  の温度係数に関係するのであるから、コア 1 が検出コイル 2 に貫入している場合の温度係数を、コア 1 が検出コイル 2 に貫入していない場合の温度係数に合わせるように適した体積抵抗率  $\rho$ 、透磁率  $\mu$  を有するコア 1 を選択する、またはコア 1 の表面が適した体積抵抗率  $\rho$ 、透磁率  $\mu$  となるような表面処理を施せばよい。

#### 【0124】

ここで、一般にポジションセンサを使用する雰囲気温度はせいぜい 120～130℃であり、その雰囲気温度よりもコア 1 のキュリー温度は十分に高い。透磁率  $\mu$  は、キュリー温度付近で急激に小さくなる特性を有しており、逆にポジションセンサを使用する温度領域では透磁率  $\mu$  はほとんど変化しない。

#### 【0125】

したがって、検出コイル 2 のインピーダンス  $Z$  の増加に起因するもう 1 つの要素である体積抵抗率  $\rho$  の変化が小さな材料で少なくともその表面が形成されたコア 1 を用いることによって、インピーダンス  $Z$  の温度係数を小さくして、検出コイル 2 のインピーダンス  $Z$  の温度による変動を小さくすることができる。

#### 【0126】

例えば、実施形態 1 の検出コイル 2 のインピーダンス変化によって位置検出を行うポジションセンサでは、このインピーダンスの内訳の大部分はインダクタンスであり、検出コイル 2 に定電流が流れて発生する磁界は検出コイル 2 の軸方向となる。すると、この軸方向の磁界を消そうとする環状の電流（いわゆる渦電流）がコア 1 の内部に流れる。この環状電流は検出コイル 2 のインダクタンスを低下させる作用があり、大きさは印加される磁界の大きさや周波数（定電流、固定周波数であれば変動しない）以外に、コア 1 の体積抵抗率が関係する。すなわちコア 1 の体積抵抗率が大きいほど環状電流は小さくなり、インダクタンスを低下させる作用は小さくなる。それゆえ、コア 1 の体積抵抗率に温度特性があればインダクタンスにも温度特性ができ、インダクタンスの温度特性はインピーダンスの温度特性に大きく影響する。

#### 【0127】

実際に検出コイル 2 をインピーダンス要素として用いる場合には検出コイル 2

に供給する電流は数十 KHz ～数百 KHz で駆動することが多いので、その周波数では検出コイル 2 が発生する磁界はコア 1 の内部には届かず、表面付近に集まることになる。

#### 【0128】

そこで、体積抵抗率  $\rho$  の小さな材料であるニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかでコア 1 の少なくとも表面を形成すればよい。これらの材料は電熱用材料と呼ばれており、抵抗の温度係数が小さく、また、鉄やニッケルは磁性材料なので合金としても磁性を有するものがあり、したがって検出コイル 2 のインピーダンス変化が大きく取れる。

#### 【0129】

しかしながら、表面だけでなく、バルク状に形成した体積抵抗率の小さいコア 1 であれば、より優れた温度特性を有することができる。この場合、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガン等の電熱用材料を用いることになるが、これらは、平板から打ち抜きでコア 1 の形状を得るには材料ロスが多くなって高価になる。そこで、これらの材料は電熱線として市場に出回っていることから、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガン等からなる電熱線を必要な長さに切断した後、必要な曲げ加工（または伸ばし加工）を施して用いると経済的であり、無用な産業廃棄物の発生を防ぐことができる。

#### 【0130】

また、本実施形態の温度補償の第 1 の方法と第 2 の方法との両者を組み合わせることにより、効果的に温度補償を行うことができる。

#### 【0131】

##### （実施形態 3）

実施形態 1 のポジションセンサは直流電流  $I_{dc}$  と交流電流  $I_{ac}$  とを検出コイル 2 に供給し、結果として検出コイル 2 の両端に発生する直流電圧  $V_{dc}$  と交流電圧  $V_{ac}$  との比で、変位信号  $V_{out}$  の温度係数が検出コイル 2 とコア 1 と

の相対変位によって変動する幅（温度係数の変位依存性）の最小化を図っていた。そして図19に示すように、信号処理回路4を、例えばピークホールド回路4a、温度補償回路4c、非線形性補償回路4e、増幅回路4dで構成して、ピークホールド回路4aが検出コイル2の両端電圧 $V_s$ のピーク値 $V_1$ を抽出し、温度補償回路4cはピーク値 $V_1$ に、ピーク値 $V_1$ の温度係数とは逆極性の温度係数で温度補償し、非線形性補償回路4eは検出コイル2とコア1との相対変位に対する直線性を補償して、増幅回路4dは信号増幅を行って変位信号 $V_{out}$ を出力するものである。

#### 【0132】

対して本実施形態のポジションセンサは図20に示すように、信号処理回路4を、ピークホールド回路4a、レベルシフト回路4b、温度補償回路4c、増幅回路4dで構成して、ピークホールド回路4aが検出コイル2の両端電圧 $V_s$ のピーク値 $V_1$ を抽出し、レベルシフト回路4bはピーク値 $V_1$ にレベルシフト値 $V_{sh}$ を加算した信号 $V_2$ を出力し、温度補償回路4cは信号 $V_2$ に、信号 $V_2$ の温度係数とは逆極性の温度係数で温度補償した信号 $V_3$ を出力し、増幅回路4dは信号 $V_3$ の増幅を行って変位信号 $V_{out}$ を出力するものである。

#### 【0133】

このレベルシフト回路4bがピーク値 $V_1$ にレベルシフト値 $V_{sh}$ を加算することによって、検出コイル2へ供給する直流電流 $I_{dc}$ は0あるいは小さな値であってもよく、消費電流に制約がある場合には有利になる（図3では直流電流 $I_{dc}=0$ としている）。対して実施形態1ではピーク値 $V_1$ の変位依存性を最小にするために、 $I_{dc}/I_{ac}$ の値を大きく設定しなければならず、消費電流の増大や、感度の劣化を引き起こす恐れがあった。ここで本実施形態では【数2】で表されるピーク値 $V_1$ に対して、信号 $V_2$ は、

#### 【0134】

##### 【数4】

$$V_2 = (I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh}) + I_{ac} * Z_{ac}$$

と表され、 $(I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh})$ が直流電圧 $V_{dc}$ となる。

#### 【0135】

そして、レベルシフト値  $V_{sh}$  の大きさ（絶対値）または温度係数を適正に設定することは、実施形態 1 のように直流電流  $I_{dc}$  と交流電流  $I_{ac}$  との比や温度係数を適正に設定することと同じことになる。さらに、レベルシフト値  $V_{sh}$  以外に、直流電流  $I_{dc}$ 、交流電流  $I_{ac}$ 、直流抵抗  $Z_{dc}$ 、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  の各値及び温度係数のうちいずれか 1 つ以上を適正に設定した場合も、信号  $V_2$  の直流電圧  $V_{dc}$  と交流電圧  $V_{ac}$  との比及び温度係数を適正に設定することになるので、信号  $V_2$  の温度係数の変動幅を最小にすることができる。

#### 【0136】

本実施形態のポジションセンサの形状は実施形態 1 と同様であるが、本実施形態では図 21 に示すように可動ブロック 13 が回転し、回転角  $\theta$  が  $0^\circ$  から  $90^\circ$  になるにしたがって、検出コイル 2 に貫入しているコア 1 の部分が多くなる構成としている。図 22 はこの回転角  $\theta$  に対する検出コイル 2 の交流インピーダンス  $Z_{ac}$  の温度係数を示しており、交流インピーダンス  $Z_{ac}$  は変位依存性を持っており、回転角  $\theta$  が大きいほどコア 1 の検出コイル 2 に対する貫入量が多くなって、増大している（回転角  $\theta = 0 \sim 100^\circ$  で約  $470 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  の差がある）。交流インピーダンス  $Z_{ac}$  の測定周波数は  $70 \text{ KHz}$ 、直流抵抗  $Z_{dc}$  は  $58 \Omega$  ( $25^\circ\text{C}$ ) で、直流抵抗  $Z_{dc}$  の温度係数は  $3900 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  である。

#### 【0137】

ここで図 19 の構成で抽出したピーク値  $V_1$  の温度係数を図 23 に示す。交流電流  $I_{ac} = 1 \text{ mA}$  として、 $I_{dc}/I_{ac}$  を変化させることでピーク値  $V_1$  の温度係数の変位依存性を制御することができ、 $I_{dc}/I_{ac} = 1.0$  程度の場合に、ピーク値  $V_1$  の温度係数の変位依存性を最小にすることができる。なお、簡単のために直流電流  $I_{dc}$ 、交流電流  $I_{ac}$ 、周波数には温度変化がないと仮定している（以下同様）。

#### 【0138】

対して図 24 は、図 20 の本実施形態の構成でレベルシフト値  $V_{sh}$  を  $0 \text{ mV}$  から  $200 \text{ mV}$  まで変化させた場合の信号  $V_2$  の温度係数を示しており、直流電流  $I_{dc}$  を 0、レベルシフト値  $V_{sh}$  の温度係数  $h$  を  $3000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  としている。この場合、レベルシフト値  $V_{sh}$  を変化させることで信号  $V_2$  の温度係数

の変位依存性を制御することができ、 $V_{sh} = 100\text{ mV}$ 程度の場合に、信号  $V_2$  の温度係数の変位依存性を最小にすることができて、上記図 19 の構成と同様の効果を得ることができる。

#### 【0139】

さらに図 25 は、図 20 の本実施形態の構成でレベルシフト値  $V_{sh}$  の温度係数  $h$  を  $0\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  から  $5000\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  まで変化させた場合の信号  $V_2$  の温度係数を示しており、直流電流  $I_{dc}$  を 0、レベルシフト値  $V_{sh}$  を  $100\text{ mV}$  としている。この場合、温度係数  $h$  を変化させることで信号  $V_2$  の温度係数の変位依存性を制御することができ、 $h = 2000\text{ ppm}/^\circ\text{C}$  程度の場合に、信号  $V_2$  の温度係数の変位依存性を最小にすることができて、上記図 19 の構成と同様の効果を得ることができる。

#### 【0140】

このようにして得られた信号  $V_2$  に、温度補償回路 4c で変位に依らない温度補償（例えば図 23 の場合、約  $-1200\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、図 24 の場合、約  $-1450\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 、図 25 の場合、約  $-1300\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ）を行って得られる信号  $V_3$  は周囲温度に依らず、常温でのその変位での信号  $V_2$  にほぼ等しい値となる。そして増幅回路 4d で信号  $V_3$  に所定の増幅を行うことで変位信号  $V_{out}$  を出力している。（特に増幅の必要がなければ信号  $V_3$  を変位信号  $V_{out}$  として出力する。）なお、温度補償回路 4c は、必ずしも温度に対して 1 次の補償を行うものに限るものではなく、温度について 2 次あるいはその他の非線形の方程式で表現される補償を行う回路でもよい。同様に、増幅回路 4d も信号  $V_3$  について非線形の方程式で表現される増幅度を有する回路でもよい。

#### 【0141】

また、図 26 に示すようにレベルシフト回路 4b を検出コイル 2 とピークホールド回路 4a との間に接続しても、信号  $V_2$  は [数 4] で表されるため、同様の効果を得ることができる。

#### 【0142】

そして本実施形態のレベルシフト値  $V_{sh}$  やレベルシフト値  $V_{sh}$  の温度係数  $h$ 、さらには温度補償の温度係数、増幅のための回路定数、係数等を EEPROM

M等に記憶できるようにして、個別の製品毎にその値や係数、定数を最適値に設定できるようにすれば、検出コイル2や信号処理回路4の温度特性の個体差に左右されないため、温度変化による特性変動を最小限にすることができる。

#### 【0143】

次に、ポジションセンサの製造工程で個別に行うレベルシフト値 $V_{sh}$ やレベルシフト値 $V_{sh}$ の温度係数 $h$ のキャリブレーションについて、以下説明する。まず、図24のようにレベルシフト値 $V_{sh}$ を制御して温度特性の変位依存性を最小化する場合には、温度サイクルによって各変位（各回転角）でのピーク値 $V_1$ 、信号 $V_2$ の温度特性を測定して最適なレベルシフト値 $V_{sh}$ を求め、そのレベルシフト値 $V_{sh}$ に基づいて増幅回路4dの係数（回路定数）を決める。そして、増幅回路4dの係数設定後、はじめて変位信号 $V_{out}$ が得られるため、変位信号 $V_{out}$ の温度特性を確認するためには、温度サイクルを再度行う必要がある。

#### 【0144】

一方、図25のようにレベルシフト値 $V_{sh}$ の温度係数 $h$ を制御して温度特性の変位依存性を最小化する場合は、まず常温状態（温度補償回路4cのゲインは1になる）で増幅回路4dの係数を決めることができる。その後、温度サイクルによって各変位（各回転角）でのピーク値 $V_1$ 、信号 $V_2$ の温度特性を測定して最適な温度係数 $h$ や温度補償回路4cの温度係数を決めることができ、この温度サイクルで変位信号 $V_{out}$ も同時に確認することができるので、2回目の温度サイクルを行う必要はない。このようにレベルシフト値 $V_{sh}$ を制御するよりもレベルシフト値 $V_{sh}$ の温度係数 $h$ を制御するほうがキャリブレーションは簡単に実施できる。

#### 【0145】

なお実施形態1のように検出コイル2にバイアス電流を供給して制御する場合は、図23のように $I_{dc}/I_{ac}$ を制御するよりも、直流電流 $I_{dc}$ 、交流電流 $I_{ac}$ 、または周波数の温度係数を制御するほうがキャリブレーションは簡単に実施できる。

#### 【0146】



また上記説明では、検出コイル 2 の両端電圧のピーク値  $V_1$  を元の信号として信号処理を行っているが、検出コイル 2 の両端電圧のボトム電圧を元の信号として信号処理を行ってもよく、この場合は [数 2]、[数 4] の代わりに、

【0147】

【数 5】

$$V_1 = V_{dc} + V_{ac} = I_{dc} * Z_{dc} - I_{ac} * Z_{ac}$$

【0148】

【数 6】

$$V_2 = (I_{dc} * Z_{dc} + V_{sh}) - I_{ac} * Z_{ac}$$

となる。この場合も、レベルシフト値  $V_{sh}$ 、レベルシフト値  $V_{sh}$  の温度係数  $h$  を適正に設定することで（少なくともいずれか一方を負の値にする）上記と同様の効果を得ることができる。さらには、検出コイル 2 の両端電圧のピークピーク電圧や実効値を元の信号として、その元の信号にレベルシフトを施しても上記と同様の効果を得ることができる。

【0149】

このように本実施形態では検出コイル 2 の直流抵抗  $Z_{dc}$  の温度係数を利用する必要はなく、検出コイル 2 の両端電圧から交流電圧  $V_{ac}$  のみを取り出して、レベルシフト回路 4b で直流電圧（レベルシフト値  $V_{sh}$ ）を与えればよく、回路設計の自由度が向上している。

【0150】

（実施形態 4）

本実施形態のポジションセンサの構成は図 27 に示すように、実施形態 3 のピークホールド回路 4a の次段に AD 変換回路 4f を接続し、AD 変換回路 4f の次段にはレベルシフト部 41、温度補償部 42、増幅部 43 を構成するデジタル演算ブロック 4g を接続している。そして、検出コイル 2 の両端電圧のピーク値  $V_1$  を AD 変換回路 4f でデジタル信号  $DV_1$  に変換し、以降、デジタル演算ブロック 4g ではデジタル信号演算としてレベルシフト部 41 で所定のデジタル量を加算してレベルシフトを行ったデジタル信号  $DV_2$  を出力し、温度補償部 42

では温度補償を実行する演算をデジタル信号DV2に対して行い、増幅部43では温度補償部42が出力するデジタル信号を増幅して、デジタル信号の変位信号Voutを出力する。

#### 【0151】

このように信号をデジタル化すると、1回の温度サイクルでピーク値V1の温度特性のみを測定すれば、レベルシフトのデジタル量やその温度係数、温度補償の温度係数や、増幅の係数等は計算によって求めることができ、且つ出力される変位信号Voutの温度特性も計算で確認できる（実際の出力と計算で求めた出力との誤差は量子化誤差以下となる）という長所がある。また、デジタル演算結果をDA変換してアナログ信号出力とすることもできる。

#### 【0152】

##### （実施形態5）

本実施形態では、出力の直線性の改善について説明する。本実施形態のポジションセンサの構成は実施形態1乃至4いずれかと同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

#### 【0153】

まず、直線性改善の第1の方法としては、コア1の材料に適正なものを選択し、且つ交流電流Iacの周波数fも適正に設定することである。発明者は実施形態1で例をあげた検出コイル2において、コア材質を変えて交流インピーダンスZacの直線性に関する実験を行なった。図28は用いた金属材料：電磁軟鉄、パーマロイ、電磁ステンレス、SUS430、鉄クロムと、それらの推定特性値：抵抗率である。図28の中で「電磁ステンレス」と記されたものは、Cr11%の他、Si、Mn、P、Ni、Tiなどを添加した金属で電磁弁やリレーのヨーク等に使用されるものである。また、各金属はいずれも各々の磁気特性を引き出すために、各金属固有の条件で熱処理が施されており、形状は同一である。

#### 【0154】

図29(a)～(e)に交流電流Iacの周波数fを10KHz、30KHz、50KHz、70KHz、90KHzに対する、各金属の交流インピーダンスZacの直線性の実験結果を示す。電磁軟鉄や純鉄に比べ、磁性ステンレス(電

磁ステンレス)は良好な直線性を有することが分かる。特に、SUS430(18Cr系フェライト系ステンレス)は、角度スパンに対しても周波数に対しても良好な直線性を有する上、耐食性も備え、且つ安価であるのでポジションセンサのコア材料として好適であるといえる。これらの直線性は抵抗率、透磁率のバランスと周波数特性で決定されるものと考えられる。鉄クロムも50kHz以上では良好な直線性を有するので、耐食性についての対策さえ施せば、前述の抵抗率温度変化率の利点と合わせて良好なコア材料となり得ることがわかる。

#### 【0155】

第2の改善方法としては、従来技術の問題点として挙げた端部効果を低減するための対策を施すことである。図30(a)、(b)は、コア1の形状を工夫することでコア先端部1aまたは1bの、交流インピーダンス $Z_{ac}$ に対する寄与率を高める方法である。図30(a)においては、先端部1aに略直角の段差を設けて太くしたもので、図30(b)においては、先端部1bを楔状に太くしたものであり、両方共、先端部1aまたは1bが他の部分より太くなっているため、巻線間の鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができる。また、このとき、エッチングや金属射出成形でコア1を形成する場合には、特にコストアップ要因にはならない。

#### 【0156】

図30(c)は、コア1の先端部1cをコア本体より透磁率の高い材料で構成することにより、コア先端部1cでの鎖交磁束量を多くすることができ、よりインダクタンスの増加に寄与することができるものである。図30(a)、(b)が先端部以外の部分を細くしなければならず、若干の感度低下を伴うのに対し、図30(c)の実施例では感度低下が起こらない。また、太さが均一であるので力学的に安定(少しくらい当たっても、変形しにくい)である。

#### 【0157】

図30(d)は、高透磁率の材料でコア先端部1dに表面処理(めっき等)を施した例である。図30(c)が製造上、手間がかかり、位置決めも難しいことを改善することができる。また、めっきだけでなく、たとえば高透磁率の箔体を貼り付ける等の構成でもよい。

## 【0158】

図31に示すポジションセンサは、中空のボビン15に巻回された検出コイル2と、検出コイル2の巻軸方向Xに変位してボビン15の中空部分に貫入するコア1とを備え、定電流回路と信号処理回路とは（図示なし）、実施形態1乃至4いずれかと同様に設けられている。この例は、コア1は従来のままの形状であり、巻線が検出コイル2の端部で太く（すなわち、巻層数が多く）巻かれている例である。したがって、コア1の先端部のみの貫入に対しても、多くの巻線の磁束が鎖交するため、よりインダクタンスが増加するものである。

## 【0159】

さらに、コア1と検出コイル2のボビン内壁との引っ掛かりをなくするために、図32（a）～（e）の例では、コア1の先端部に面取り、R付けなどのエッジ除去構造を取り入れることにより、引っ掛かりをなくしている。図32（b）～（e）は図30（a）～（e）に示したコア1の先端に面取り、Rづけを施したものである。

## 【0160】

また、コア1及び検出コイル2の断面図を示す図4においては、コア1が貫入する湾曲ボビン10の内面に銅などの非磁性金属を蒸着したコーティング11を施して、コア1の引っ掛かりをなくしている。コーティング11に金属等、導電性を有する物質を用いる場合には、物質が断面内で閉ループを形成しないようにする必要がある。なお、金属蒸着等の代りに、貫通穴側面の一部を板金部品で形成してもよいし、フッ素コーティングなど摺動性と耐摩耗性を有する物質であれば同じ効果を発揮することができる。このようにすることで、コア1として箔体や線状体（特にアモルファスなど）を用い、湾曲ボビン10の貫通穴の側面に沿わせて変位させることもできるので、薄型化や小径化が図れるとともに直線性の向上にも効果がある。

## 【0161】

さらに、スプリングコイルを用いて検出コイル2の巻線を形成し、スプリングコイルを湾曲ボビン10に挿入すれば、角度方向に均一なピッチの巻線が容易に形成できる。

## 【0162】

次に、図2において、検出コイル2の巻線テンションで変形し、曲率が減少した湾曲ボビンを元の形に戻すための曲率矯正用部材12を備えており、曲率矯正用部材12は検出コイル2と略同様の曲率に形成された溝を形成しており、その溝に検出コイル2を入れ込むことによって、検出コイル2の内側半径部分と底面側とが曲率矯正用部材12に当接して、湾曲ボビン10の曲率の減少を矯正している。図2ではハウジング14が曲率矯正用部材12を備えているが、ハウジング14そのものに同様の溝を形成してもよい。

## 【0163】

このような曲率矯正用部材12を用いる構造には、別の意味でもメリットがある。このような構造をとらない検出コイル2では、図33に示すように保持固定のための保持・固定用部材16を検出コイル2の両端部の鰐付近外側に設ける必要がある。この保持・固定用部材16があると、コア1のストローク（機械的変位量）が制限されてしまう。しかし、保持固定の構造が鰐の外側にない図2の場合は、コア1のストロークを長くとることができ、あるいは、ストロークを長くとる代りに、湾曲ボビン10の巻線部の角度を広くとることができ、これらも、直線性の改善に繋がるものである。

## 【0164】

## (実施形態6)

図34～37に示す本実施形態のポジションセンサは、自動車用（例えばアクセルペダルポジションの検出等）に使用することを考慮し、フェールセーフシステムの思想に基づいて、図2，図3に示すポジションセンサの検出部を2重にしたものであり、図34，図35では、同一の曲率で湾曲した2つの検出コイル2a，2bと、可動ブロック13の回転軸を中心に回転することで2つの検出コイル2a，2bに各々貫入する同一の曲率で湾曲した2つのコア1a，1bとを備え、2つの検出コイル2a，2bは、コア1a，1bの回転軸方向に重ねて配置されている。特開2000-186903号公報に記載の同一平面上に2つの検出コイルを配置する構成に比べて、検出コイル2a，2bの巻き線部の見込角度も、可動ブロック13の機械的回転角度も増える。したがって、検出コイル2a

、2bの各インピーダンスZの直線性が良好な回転角度 $\theta$ の範囲が広がる。また、検出コイル2a、2bの仕様が同一であるので、2つの検出コイル2a、2bの特性を略同一にすることができ、巻線加工、コスト面で有利である。

#### 【0165】

さらに、図36、図37に示すポジションセンサは、小さい曲率で湾曲した検出コイル2aと、大きい曲率で湾曲した検出コイル2bと、可動ブロック13の回転軸を中心に回転することで2つの検出コイル2a、2bに各々貫入する小さい曲率で湾曲したコア1aと、大きい曲率で湾曲したコア1bとを備え、検出コイル2a、2bは、コア1a、1bの回転軸に対して同一回転角度 $\theta$ 上、且つ同一平面上に配置されている。したがって、図34、図35に示すポジションセンサと同様に、検出コイル2a、2bの巻き線部の見込角度も、可動ブロック13の機械的回転角度も増えて、検出コイル2a、2bの各インピーダンスZの直線性が良好な回転角度 $\theta$ の範囲が広がり、さらに薄型化も可能となる。

#### 【0166】

ここで、本実施形態の検出コイル2a、2bを湾曲ボビン10a、10bに巻回した後、組み立て前に、検出コイル2a、2bと湾曲ボビン10a、10bとを一体的に樹脂17でモールドすれば、組み立て時、振動・衝撃時の断線防止になり、2つのコイル2a、2b間の位置関係がずれることがないので、組み立て時の位置ずれによる2系統間の出力変動が発生しない。さらに、一体的に成形して2つの検出部で1つの部品になるので、可動ブロック13との位置決めが容易になり、組み立て時間も短時間となる。

#### 【0167】

また、湾曲ボビン10a、10bの変形を矯正した状態で樹脂モールドすることにより、ハウジング14側に湾曲ボビン10a、10bの変形を矯正する特別な部材を設ける必要がなくなる。

#### 【0168】

さらに、2つのコア1a、1bも一体的に樹脂モールドすれば、互いの位置がずれないので、組み立て時の位置ずれによる2系統間の特性変動が発生しない。

#### 【0169】

## (実施形態7)

本実施形態のポジションセンサの構成は実施形態1乃至6のうちいずれかと同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。本実施形態では、信号処理回路4が出力する変位信号  $V_{out}$  の構成について説明する。

## 【0170】

ポジションセンサの信号を受けて処理するシステムであるECUがデジタル回路である場合、変位信号  $V_{out}$  がアナログ信号であると余計なA/D変換やD/A変換を繰り返すことにより誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、変位信号  $V_{out}$  がデジタル信号であればアナログ信号のような前記問題はなく、さらに信号伝達の際の外部ノイズの影響を受けにくい。そこで、信号処理回路4が出力する変位信号  $V_{out}$  をデジタル信号で構成した例を示す。ここで信号処理回路4は、検出部Aの出力電圧のピーク値  $V_1$  をデジタル信号に変換するA/D変換回路（実施形態4以外では図示なし）と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路とを具備している。

## 【0171】

図38は、信号処理回路4が出力する変位信号  $V_{out}$  の第1の例を示し、変位信号  $V_{out}$  は、基準パルス  $V_r$  のパルス幅3個分の幅  $T_1$  を有する出力開始信号と、出力開始信号が出力してから位置情報に応じた時間  $T_2$  を経て出力されるパルス信号とから構成される。ECU側では出力開始信号のパルス幅  $T_1$  と、パルス信号が表れるまでの時間  $T_2$  とをタイマで測定することによって、コア1と検出コイル2との相対位置を判断することができる。

## 【0172】

図39は、信号処理回路4が出力する変位信号  $V_{out}$  の第2の例を示し、変位信号  $V_{out}$  は、基準パルス  $V_r$  のパルス幅3個分の幅を有する出力開始信号と、出力開始信号に続いて出力される位置情報に応じた数のパルス信号とから構成される。

## 【0173】

ECU側では出力開始信号に続くパルス信号の数をカウンタで計数することによって、コア1と検出コイル2との相対位置を判断することができる。

## 【0174】

図40は、信号処理回路4が出力する変位信号 $V_{out}$ の第3の例を示し、変位信号 $V_{out}$ は、位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成され、そのデューティ比のオン、オフ時間は基準パルス $V_r$ のパルス数によって各々決められる。

## 【0175】

ECU側では周期とパルス幅とをタイマで計測することによって、コア1と検出コイル2との相対位置を判断することができる。

## 【0176】

なお、必要ビット数のデジタル出力を確保するとポジションセンサーECU間の配線数が増えてしまうが、図38～図40に示す例によれば信号線は1本で済む。また、変位信号 $V_{out}$ は、位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されてもよい。さらに、信号線の数が問題にならないければ、変位信号 $V_{out}$ を位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号で構成してもよい。

## 【0177】

## (実施形態8)

本実施形態のポジションセンサの検出コイルの断面構造、回路構成を、図41、図42に各々示す。なお、信号処理回路4a、4bの構成は実施形態1、3、4のうちいずれかと同様である。

## 【0178】

本実施形態のポジションセンサは、車載用に使用することを考慮して、フェールセーフシステムの思想に基づいてセンサの検出部を2重にしたものである。

## 【0179】

ポジションセンサは、中空のボビン15a、15bに各々巻回されて巻軸方向に対向して配置された検出コイル2a、2bと、検出コイル2a、2bの巻軸方向Xに変位してボビン15a、15bの中空部分に貫入するコア1と、定電流 $I_{da}$ 、 $I_{db}$ を検出コイル2a、2bに各々出力する定電流回路3と、定電流回路3が出力する定電流 $I_{da}$ 及び検出コイル2aのインピーダンス $Z_a$ により決



まる検出コイル 2 a の両端電圧のピーク値をコア 1 と検出コイル 2 a との位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路 4 a と、定電流回路 3 が出力する定電流  $I_{db}$  及び検出コイル 2 b のインピーダンス  $Z_b$  により決まる検出コイル 2 b の両端電圧のピーク値をコア 1 と検出コイル 2 b との位置情報を示す変位信号に変換する信号処理回路 4 b とを備える。

#### 【0180】

本実施形態においては、2つの検出コイル 2 a, 2 b は構造部材（図示なし）に取り付けられた同一のコア 1 を共用すること、同一の定電流回路 3 が所定の周波数及び振幅の定電流  $I_{da}$ ,  $I_{db}$  を 2 つの検出コイル 2 a, 2 b に各々出力することによって、検出部の 2 重化に伴うコストアップを低減することができる。

#### 【0181】

また、定電流回路 3、信号処理回路 4 a, 4 b の能動回路部をモノリシック IC で構成すれば、IC 部は最もコストの高い部品であるので、検出部の 2 重化に伴うコストアップをさらに低減することができる。

#### 【0182】

以下、実施形態 1 乃至 8 のポジションセンサの具体的な使い方について説明する。まず、車載のアクセルペダル検出用ポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が  $30^\circ$  程度と狭いので、同一平面内に同一曲率の湾曲ボビンを配置することができ、検出コイルのインピーダンスを相補的とすることができる。また、車室内に配置されるため、動作上限温度はそれほど高くない。さらに、検出角度に対して、十分大きなストロークがあるため、コアの材質や形状にあまり工夫を施さなくても、ストローク中央部分の直線性のよい部分をも用いることができる。

#### 【0183】

次に、スロットルポジションセンサとして用いる場合は、検出角度が  $90^\circ$  以上と大きく、且つ機械的ストロークも大きくするため、図 34, 35 に示す湾曲ボビンの 2 段重ねか、あるいは図 36, 37 に示すように、同一平面内の同一角度範囲に異なる曲率を有する湾曲ボビンを並べる構造が適している。

また、検出角度に対する機械的ストロークの余裕が限られているため、コアとしてはSUS430等のコイルインピーダンスの直線性が得られやすい材料を選択することが望ましい。スロットルポジションセンサはエンジンルーム内に配置されるため、高い動作上限温度が要求され、コアとして直線性が得られやすい材料を選択した上で、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にすることが望ましい。

#### 【0184】

また、発電設備等のプラント用に用いるポジションセンサは、高温にさらされるため、コア材料としては鉄クロムを用いた上、適度なバイアス電流をコイルに与え、角度変位による温度特性（温度係数）を最小限にする工夫が望ましい。

#### 【0185】

さらに、原動機付き自転車に用いる角度検出用のポジションセンサはコスト面から検出部を1系統のみとしている場合があるが、一般に自動車に用いられる角度検出用のポジションセンサは、システムとしての信頼性を確保するために検出部の2重化を図ってもよい。

#### 【0186】

##### 【発明の効果】

請求項1の発明は、所定の振幅の直流電流に所定の周波数及び振幅の交流電流を重ねた定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、前記検出コイルに対して前記検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する前記検出部の出力電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、前記コアの前記検出コイルに対する全変位区間における前記所定の周波数での前記検出部のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度

特性とのうちいずれか1つ以上を設定するので、検出コイルは検出対象に応じて自由に選択でき、検出コイルのインピーダンスの温度係数の変位依存性を回路上の定数を設定することで容易に低減でき、したがって、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるという効果がある。

#### 【0187】

請求項2の発明は、請求項1において、前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であるので、検出コイルのインピーダンスの変化を大きくできるという効果がある。

#### 【0188】

請求項3の発明は、請求項2において、前記検出部の出力電圧の直流成分の温度係数は、前記検出コイルの巻線内に対するコアの貫入量が最小の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数より、前記コアの貫入量が最大の場合の前記検出部の出力電圧の交流成分の温度係数に近いので、検出部の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅を小さくすることができるという効果がある。

#### 【0189】

請求項4の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記直流電圧と交流電圧とを各々設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合を設定するので、簡単な回路構成と、回路上の定数の設定とによって、定電流の直流電流と交流電流との割合を設定することができるという効果がある。

#### 【0190】

請求項5の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記発振回路が備える直流電圧の値を決定する抵抗の抵抗値の温度係数を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定

するので、簡単な回路構成と、回路上の定数の設定とによって、定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性を設定することができるという効果がある。

#### 【0191】

請求項6の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電圧に所定の周波数及び振幅の交流電圧を重畳した電圧を発生する発振回路と、前記発振回路の出力電圧を電流に変換する電圧－電流変換回路とから構成され、前記交流電圧の周波数の温度特性を設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性を設定するので、定電流回路がICで構成されて容易に回路上の定数設定を行うことができない場合でも、交流電圧の発振周波数を決定するための抵抗やコンデンサが外付けになっておれば、これらの抵抗やコンデンサの温度係数を選択することによって、検出部のインピーダンスの交流成分の温度特性を設定することができるという効果がある。

#### 【0192】

請求項7の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、所定の振幅の直流電流を出力する直流定電流回路と、所定の周波数及び振幅の交流電流を出力する交流定電流回路とからなり、前記直流電流の振幅の温度特性と前記交流電流の周波数の温度特性と前記交流電流の振幅の温度特性とのうち少なくとも1つを設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定するので、簡単な回路構成と、回路上の定数の設定とによって、請求項1と同様の効果を奏する。

#### 【0193】

請求項8の発明は、請求項1または2において、前記検出部は、前記検出コイルと、前記検出コイルに直列接続し、前記コアの変位によってインピーダンスが変化しない回路素子とを備え、前記信号処理回路は、前記定電流によって発生する前記検出コイルと回路素子との直列回路の両端電圧のピーク値に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力し、前記回路素子のインピーダンスの交流成分及び直流成分と、前記回路素子のインピーダンスの交流

成分及び直流成分の温度係数とのうち少なくとも1つを設定することで、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうち少なくとも1つを設定するので、定電流回路がICで構成されて容易に回路上の定数設定を行うことができない場合でも、変位に対する検出部のインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるという効果がある。

【0194】

請求項9の発明は、請求項8において、前記回路素子は抵抗であるので、低コストで検出部のインピーダンスを制御できるという効果がある。

【0195】

請求項10の発明は、請求項8において、前記回路素子はインダクタであるので、低コストで検出部の直流抵抗と交流インピーダンスとを制御できるという効果がある。

【0196】

請求項11の発明は、請求項1または2において、前記定電流回路は、前記直流電流の振幅、前記交流電流の周波数及び振幅を設定する抵抗と、前記抵抗の値を設定するデジタルトリミング手段とを備える集積回路からなり、前記デジタルトリミング手段によって前記抵抗の値を設定することで、前記定電流の直流電流と交流電流との割合と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、前記定電流の直流電流と交流電流との割合の温度特性と、前記検出部のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか1つ以上を設定するので、容易に請求項1または2の効果を奏することができる。

【0197】

請求項12の発明は、請求項1または2において、前記信号処理回路は、整流回路と、前記整流回路の出力をピークホールドする回路とからなるので、信号処理回路を簡単な回路で構成することができるという効果がある。

【0198】

請求項13の発明は、請求項1または2において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値の温度係数とは逆極性の温度係数を有する増幅器を

備え、前記増幅器の出力に基づいて前記コアと前記検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力するので、増幅器の出力は温度補償済の変位データとなる。

という効果がある。

#### 【0199】

請求項14の発明は、請求項4において、前記発振回路が発生する交流電圧は三角波であるので、正弦波電圧よりも簡単に得ることができるという効果がある。

#### 【0200】

請求項15の発明は、請求項7において、前記交流定電流回路が出力する交流電流は三角波であるので、正弦波電流よりも簡単に得ることができるという効果がある。

#### 【0201】

請求項16の発明は、請求項1または2において、前記検出コイルの巻線のターン数、巻線の巻ピッチ、及び前記検出コイルに入力される定電流の周波数は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに対して相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる各値であるので、コアが貫入していない場合の検出コイルのインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化が、コアと検出コイルとの相対変位によって変わらないようにすることができるという効果がある。

#### 【0202】

請求項17の発明は、請求項1または2において、前記コアは、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる材料で形成されるので、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化が、コアと検出コイルとの相対変位によって変わらないようにすることができるという効果がある。

#### 【0203】

請求項18の発明は、請求項1または2において、前記コアに施された表面処

理は、前記検出コイルのインピーダンスの温度係数と、前記コアが前記検出コイルに相対変位することに起因する前記検出コイルのインピーダンスの温度係数とが等しくなる表面処理であるので、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスを制御して、インピーダンスの温度変化が、コアと検出コイルとの相対変位によって変わらないようにすることができるという効果がある。

#### 【0204】

請求項19の発明は、請求項1または2において、前記コアは、少なくとも表面を体積抵抗率の温度係数が小さな材料で形成されるので、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動を小さくすることができるという効果がある。

#### 【0205】

請求項20の発明は、請求項19において、前記コアは、少なくとも表面をニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されるので、請求項19を容易に実現できるという効果がある。

#### 【0206】

請求項21の発明は、請求項19において、前記コアは、所望の長さに切断した電熱線を、曲げ加工して形成したので、コアが貫入している場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動をより小さくすることができ、且つ材料のロスを少なくすることができるという効果がある。

#### 【0207】

請求項22の発明は、請求項21において、前記電熱線は、ニッケルクロム合金、ニッケルクロム鉄合金、鉄クロムアルミ合金、銅ニッケル合金、マンガニンのうちいずれかで形成されるので、請求項21を容易に実現できるという効果がある。

#### 【0208】

請求項23の発明は、請求項1または2において、前記検出コイルの巻線は、ニクロム、マンガン、銅ニッケル合金のうちいずれかで形成されるので、コアが貫入していない場合の検出コイルのインピーダンスの温度変動を小さくする

ことができるという効果がある。

【0209】

請求項24の発明は、少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値に対して所定の大きさのレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度補償をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定するので、検出コイルに供給される電流は温特調整に依らず一定にでき、温特調整のために消費電流が変わってしまうという不都合はなく消費電流を低減でき、且つ巻線材料の直流抵抗の温度係数に依存しないで調整を行うことができ、変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるという効果がある。

【0210】

請求項25の発明は、少なくとも所定の周波数及び振幅の交流の定電流を出力する定電流回路と、前記定電流を供給される少なくとも検出コイルからなる検出部と、検出コイルに対して検出コイルの巻軸方向に相対変位する磁性材料からなるコアと、前記定電流によって発生する検出部の出力電圧からの抽出値に基づいてコアと検出コイルとの位置情報を示す変位信号を出力する信号処理回路とを備え、前記信号処理回路は、検出部の出力電圧から前記抽出値を得る抽出回路と、前記抽出値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、A/D変換回路が出力するデジタル信号に対して所定のデジタル量のレベルシフトを行うレベルシフト回路と、温度補償を実行する演算をレベルシフト回路の出力に対して行う温度補償回路とを具備し、レベルシフト回路出力の温度係数が検出コイルとコアとの相



対変位によって変動する幅が、前記抽出値の温度係数が検出コイルとコアとの相対変位によって変動する幅より小さくなるように、前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を設定するので、請求項 24 と同様の効果を奏するとともに、キャリブレーション（校正）を簡単、正確に行うことができるという効果がある。

【0211】

請求項 26 の発明は、請求項 24 または 25 において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のピーク値であるので、ピーク値に基づいて温度補償を行うことができるという効果がある。

【0212】

請求項 27 の発明は、請求項 24 または 25 において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧のボトム値であるので、ボトム値に基づいて温度補償を行うことができるという効果がある。

【0213】

請求項 28 の発明は、請求項 24 または 25 において、前記抽出値は、前記検出部の出力電圧の振幅に比例した値であるので、出力電圧の振幅に比例した値に基づいて温度補償を行うことができるという効果がある。

【0214】

請求項 29 の発明は、請求項 24 において、前記レベルシフトの大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えるので、製造時のばらつきに起因する温度特性の個体差を調整して、より高精度な温特を実現することができるという効果がある。

【0215】

請求項 30 の発明は、請求項 25 において、前記レベルシフトの所定のデジタル量の大きさと温度係数とのうち少なくとも何れか一方を調整する手段を備えるので、請求項 29 と同様の効果を奏する。

【0216】

請求項 31 の発明は、請求項 24 または 25 において、前記コアは、前記検出コイルの巻線内に貫入自在であるので、検出コイルのインピーダンスの変化を大

きくできるという効果がある。

【0217】

請求項32の発明は、請求項1、2、24または25において、前記コアの端部から所定の長さの部分を、他の部分より磁束が通りやすくしたので、端部効果が軽減され、出力の直線性が確保できる区間が広がるという効果がある。

【0218】

請求項33の発明は、請求項32において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より太いので、金属射出成形でコアを成形する場合に有利であり、あるいは2部材の組み合わせでも容易に形成できるという効果がある。

【0219】

請求項34の発明は、請求項32において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で形成されるので、コアの太さを一定にすることができ力学的に安定となり、また、2部材の組み合わせでも容易に形成できるという効果がある。

【0220】

請求項35の発明は、請求項32において、前記コアの端部から所定の長さの部分は、他の部分より透磁率が高い材料で表面処理されたので、コアの太さを一定にすることができ力学的に安定となり、湾曲したコアでも容易に形成できるという効果がある。

【0221】

請求項36の発明は、請求項35において、前記コアは端部から所定の長さの部分の表面にパーマロイめっきを施した電磁ステンレスからなるので、コアの端部と他の部分との透磁率のバランスがよく、また耐食性にも優れているという効果がある。

【0222】

請求項37の発明は、請求項1、2、24または25において、前記コアの端部は、面取り処理を行ってエッジを除去したので、ボビンの内部でコアが引っ掛かることなく、引っ掛かりによる直線性の悪化を防止することができるという効果がある。

## 【0223】

請求項38の発明は、請求項1、2、24または25において、前記検出コイルは所定の曲率で湾曲した形状を有しており、前記検出コイルを固定し、前記検出コイルの曲率変化を矯正する手段を有するハウジングを備えるので、検出コイルの曲率変化を矯正、防止することができるという効果がある。

## 【0224】

請求項39の発明は、請求項38において、前記ハウジングは前記検出コイルの内側半径部分の少なくとも一部に当接することによって、前記検出コイルの曲率変化を矯正するので、請求項38と同様の効果を奏することができる。

## 【0225】

請求項40の発明は、請求項1、2、24または25において、前記検出コイルを巻回したボビンを備え、組み立て前に前記コイルとボビンとを樹脂モールドしたので、組立て時の断線防止、振動・衝撃に対する断線防止を図ることができるという効果がある。さらに、湾曲ボビンの場合、変形を矯正した状態で樹脂モールドすることで、ハウジング側に検出コイルの曲率変化を矯正する手段がなくても、請求項38と同様の効果を奏する。

## 【0226】

請求項41の発明は、請求項1、2、24または25において、2つの前記検出コイルを各々巻回した2つのボビンを備え、組み立て前に2つの前記コイルと2つの前記ボビンとを一体に樹脂モールドしたので、請求項40の効果に加えて、2つの検出コイルの位置関係がずれることがなく、組立て時の位置ずれによる2系統の検出部間の出力変動が生じないという効果がある。

## 【0227】

請求項42の発明は、請求項2または31において、2つの前記検出コイルを備え、前記検出コイルに貫入する2つの前記コアを一体に樹脂モールドしたので、請求項41と同様の効果を奏する。

## 【0228】

請求項43の発明は、請求項2または31において、同一の曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに

各々貫入し、同一の曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸方向に重ねて配置されるので、検出コイルの巻線部の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができ、したがって検出コイルのインピーダンスの直線性が良好な回転角度の範囲が広がるという効果がある。さらに、2つの検出コイルの仕様を同じにできるので、2つの検出コイルの特性を同一にでき、巻線加工、コスト面で有利になる。

#### 【0229】

請求項44の発明は、請求項2または31において、互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記検出コイルと、回転軸を中心に回転することで前記2つの検出コイルに各々貫入し、互いに異なる曲率で湾曲した2つの前記コアとを備え、2つの前記検出コイルは、前記コアの回転軸に対して同一回転角度上、且つ同一平面上に配置されるので、検出コイルの巻線部の見込み角度、可動ブロックの機械的回転角度を大きくとることができ、したがって検出コイルのインピーダンスの直線性が良好な回転角度の範囲が広がるという効果がある。さらに、薄型化が可能となる。

#### 【0230】

請求項45の発明は、請求項1、2、24または25において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換するA/D変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、位置検出に必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であるので、ポジションセンサの出力を入力されて処理するシステム（ECU）がデジタル回路である場合、ポジションセンサの出力がアナログ信号であると余計なAD変換、DA変換を繰り返すことによって誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、ポジションセンサの出力はデジタル出力であるのでこのような問題は発生しない。また、アナログ出力に比べて信号伝達の際に外部ノイズの影響を受けにくい。さらに、必要な分解能を満たすビット数のデジタル信号であるので、ECU側はリアルタイムに読出しを行うことができ、且つ処理を迅速に行うことができるという効果がある。

#### 【0231】

請求項 46 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号が出力してから前記位置情報に応じた時間を経て出力されるパルス信号とから構成されるので、ポジションセンサの出力を入力されて処理するシステム（ECU）がデジタル回路である場合、ポジションセンサの出力がアナログ信号であると余計な AD 変換、DA 変換を繰り返すことによって誤差が生じ、且つ応答遅れを伴うが、ポジションセンサの出力はデジタル出力であるのでこのような問題は発生しない。また、アナログ出力に比べて信号伝達の際に外部ノイズの影響を受けにくい。さらに、信号線が 1 本でよいという効果がある。

#### 【0232】

請求項 47 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたデューティ比のパルス信号とから構成されるので、請求項 46 と同様の効果を得ることができる。

#### 【0233】

請求項 48 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じたパルス幅のパルス信号とから構成されるので、請求項 46 と同様の効果を得ることができる。

#### 【0234】

請求項 49 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記信号処理回路は、前記検出部の出力電圧のピーク値をデジタル信号に変換する A/D 変換回路と、前記デジタル信号をデジタルトリミングする補正回路とを備える信号補

正回路を具備し、前記信号処理回路が出力する前記変位信号は、出力開始信号と、前記出力開始信号に続いて出力される前記位置情報に応じた数のパルス信号とから構成されるので、請求項 46 と同様の効果を得ることができる。

#### 【0235】

請求項 50 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記検出コイルを 2 つ具備し、前記 2 つの検出コイルは構造部材に取り付けられた同一の前記コアを共用するので、検出部の 2 重化に伴うコストアップを低減できるという効果がある。

#### 【0236】

請求項 51 の発明は、請求項 1、2、24 または 25 において、前記検出コイルを 2 つ具備し、同一の前記定電流回路が所定の周波数及び振幅の定電流を前記 2 つの検出コイルに出力するので、検出部の 2 重化に伴うコストアップを低減できるという効果がある。

#### 【0237】

請求項 52 の発明は、請求項 50 または 51 において、前記各回路の能動回路はモノリシック IC で構成したので、検出部の 2 重化に伴うコストアップを低減できるという効果がある。特に IC 部は最もコストが高い部品であるので、共用化のメリットが大きい。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図 1】

本発明の実施形態 1 の回路構成を示す図である。

##### 【図 2】

同上の上面を示す図である。

##### 【図 3】

同上の側面断面を示す図である。

##### 【図 4】

同上の検出コイルの断面図を示す図である。

##### 【図 5】

同上の検出コイルの両端電圧波形を示す図である。

## 【図 6】

同上の回転角度と検出コイルのインピーダンスとの関係を示す図である。

## 【図 7】

同上の回転角度と検出コイルの両端電圧との関係を示す図である。

## 【図 8】

同上の回転角度と検出コイルの両端電圧の温度係数との関係を示す図である。

## 【図 9】

同上の回転角度と検出コイルの両端のピーク電圧の温度係数との関係を示す図である。

## 【図 10】

同上の定電流回路と信号処理回路との具体的な回路構成を示す図である。

## 【図 11】

同上の発振回路の具体的な回路構成を示す図である。

## 【図 12】

同上の電圧－電流変換回路の別の回路構成を示す図である。

## 【図 13】

同上の定電流回路の別の回路構成を示す図である。

## 【図 14】

同上の別の回路構成を示す図である。

## 【図 15】

回転角度と検出コイルの両端電圧の温度係数との関係を示す参考図である。

## 【図 16】

本発明の実施形態 2 の検出コイルの等価回路を示す図である。

## 【図 17】

同上の表皮効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

## 【図 18】

同上の近接効果による銅線の抵抗値変動を示す図である。

## 【図 19】

本発明の実施形態 1 の信号処理回路の構成を示す図である。

**【図 20】**

本発明の実施形態 3 の回路構成を示す図である。

**【図 21】**

同上の上面を示す図である。

**【図 22】**

同上の回転角度と検出コイルの交流インピーダンスの温度係数との関係を示す図である。

**【図 23】**

図 19 の回転角度と検出コイルの両端電圧の温度係数との関係を示す図である。

**【図 24】**

図 20 のレベルシフト値の大きさを可変としたときの回転角度とピークホールド回路の出力信号の温度係数との関係を示す図である。

**【図 25】**

図 20 のレベルシフト値の温度係数を可変としたときの回転角度とピークホールド回路の出力信号の温度係数との関係を示す図である。

**【図 26】**

同上の別の回路構成を示す図である。

**【図 27】**

本発明の実施形態 4 の回路構成を示す図である。

**【図 28】**

本発明の実施形態 5 のコアに用いる磁性体の特性を示す図である。

**【図 29】**

(a) ~ (e) 同上の角度スパンと検出コイルの交流インピーダンスの直進性との関係を周波数毎に示す図である。

**【図 30】**

(a) ~ (d) 同上のコアの端部を示す図である。

**【図 31】**

同上の直線ストローク構成のポジションセンサの側面断面を示す図である。



**【図 3 2】**

(a) ～ (e) 同上のエッジを除去したコアの端部を示す図である。

**【図 3 3】**

同上の両端部に保持・固定用部材を設けた検出コイルを示す図である。

**【図 3 4】**

本発明の実施形態 6 の検出部を 2 つ備える第 1 のポジションセンサの上面を示す図である。

**【図 3 5】**

同上の第 1 のポジションセンサの側面断面の一部を示す図である。

**【図 3 6】**

同上の検出部を 2 つ備える第 2 のポジションセンサの上面を示す図である。

**【図 3 7】**

同上の第 2 のポジションセンサの側面断面の一部を示す図である。

**【図 3 8】**

(a) , (b) 本発明の実施形態 7 の変位信号を示す第 1 の図である。

**【図 3 9】**

(a) , (b) 同上の変位信号を示す第 2 の図である。

**【図 4 0】**

(a) , (b) 同上の変位信号を示す第 3 の図である。

**【図 4 1】**

本発明の実施形態 8 の断面構造を示す図である。

**【図 4 2】**

同上の回路構成を示す図である。

**【図 4 3】**

従来の第 1 のポジションセンサの側面断面を示す図である。

**【図 4 4】**

同上の変位と検出コイルの交流インピーダンスとの関係を示す図である。

**【図 4 5】**

同上の回路構成を示す図である。

**【図 4 6】**

従来の第 2 のポジションセンサの側面断面を示す図である。

**【図 4 7】**

従来の第 3 のポジションセンサの側面断面を示す図である。

**【図 4 8】**

従来の第 4 のポジションセンサの構成を示す図である。

**【図 4 9】**

同上の変位と検出コイルの交流インピーダンスの温度係数との関係を示す図である。

**【図 5 0】**

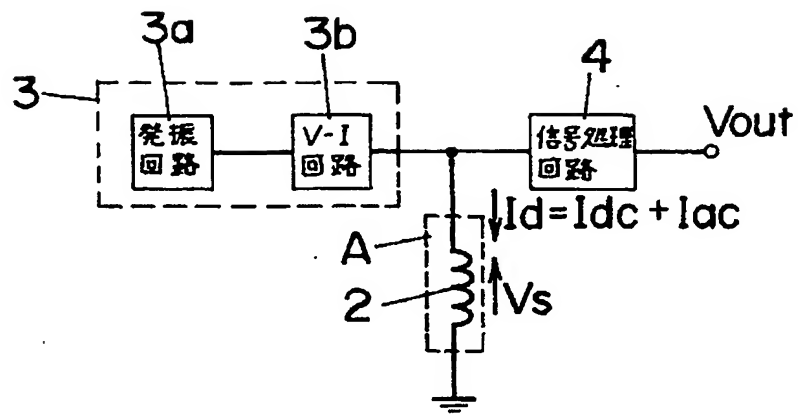
同上の変位と検出コイルの交流インピーダンスとの関係を実際に近い状態で示した図である。

**【符号の説明】**

- 2 検出コイル
- 3 定電流回路
  - 3 a 発振回路
  - 3 b 電圧－電流変換回路
- 4 信号処理回路
- A 検出部

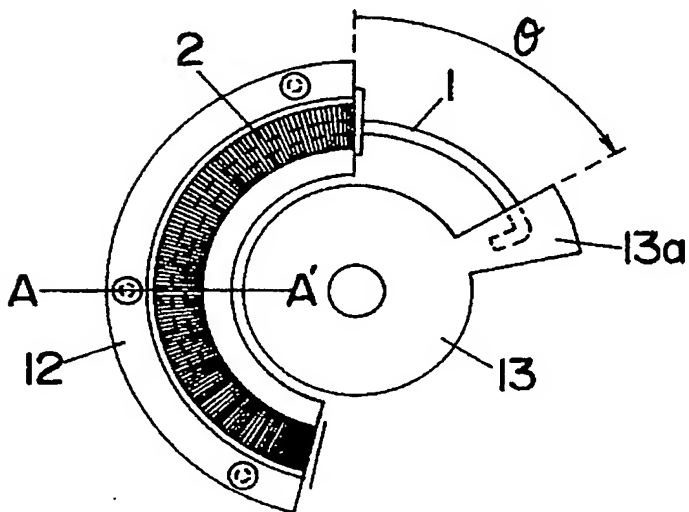
【書類名】 図面

【図 1】

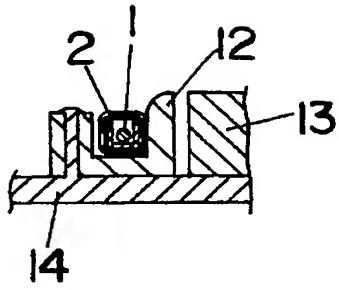


- 2 検出コイル
- 3 定電流回路
- 3 a 発振回路
- 3 b 電圧電流変換回路
- 4 信号処理回路
- A 検出部

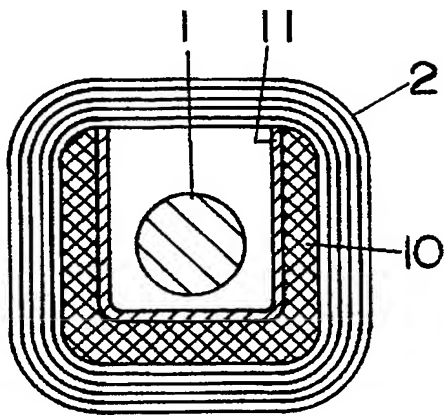
【図 2】



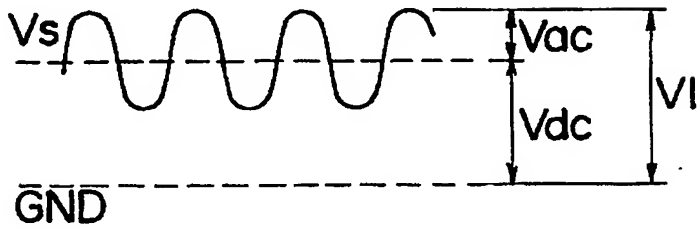
【図 3】



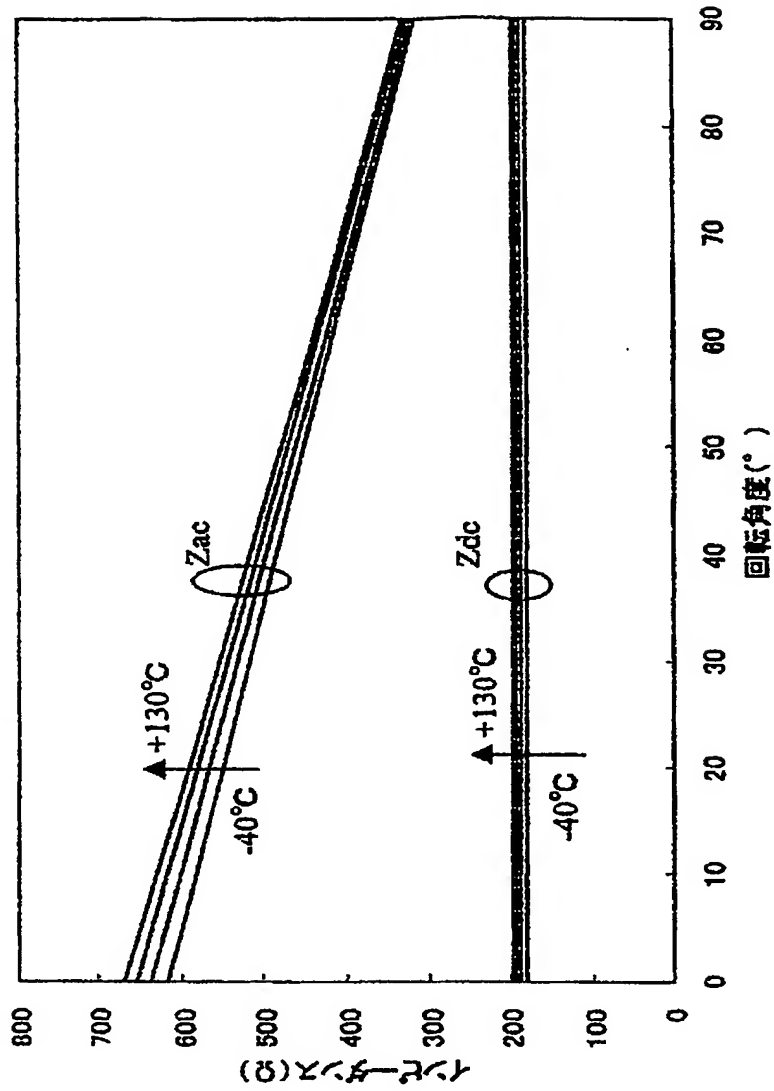
【図 4】



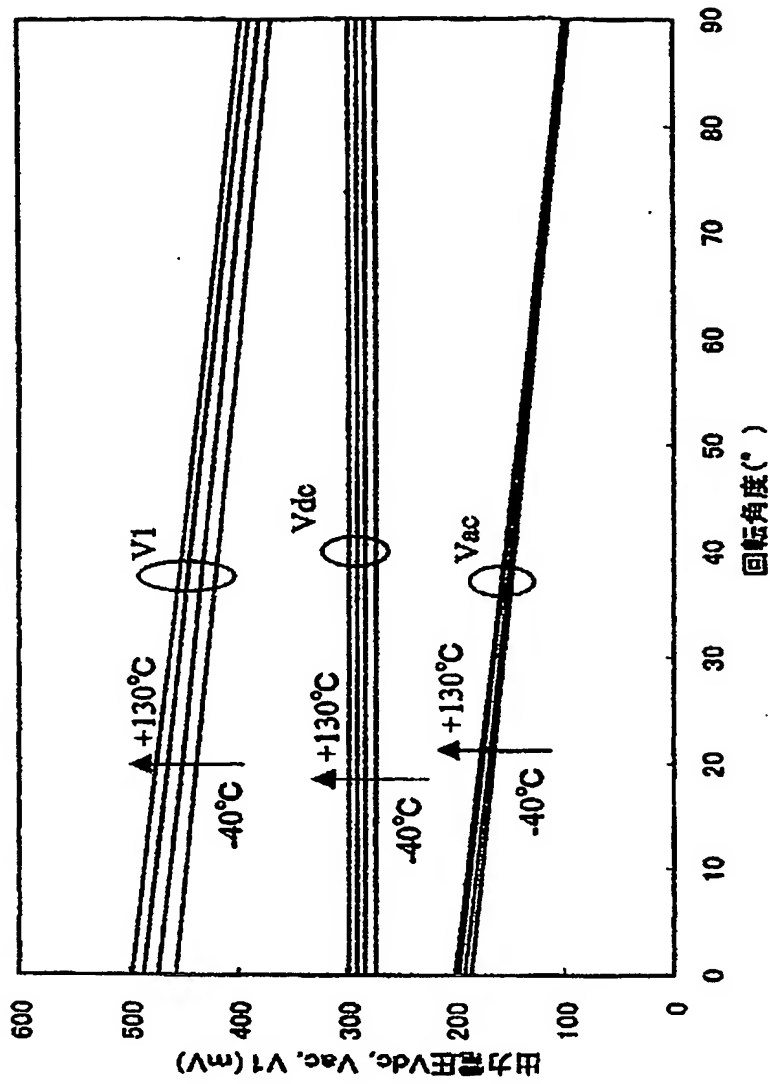
【図 5】



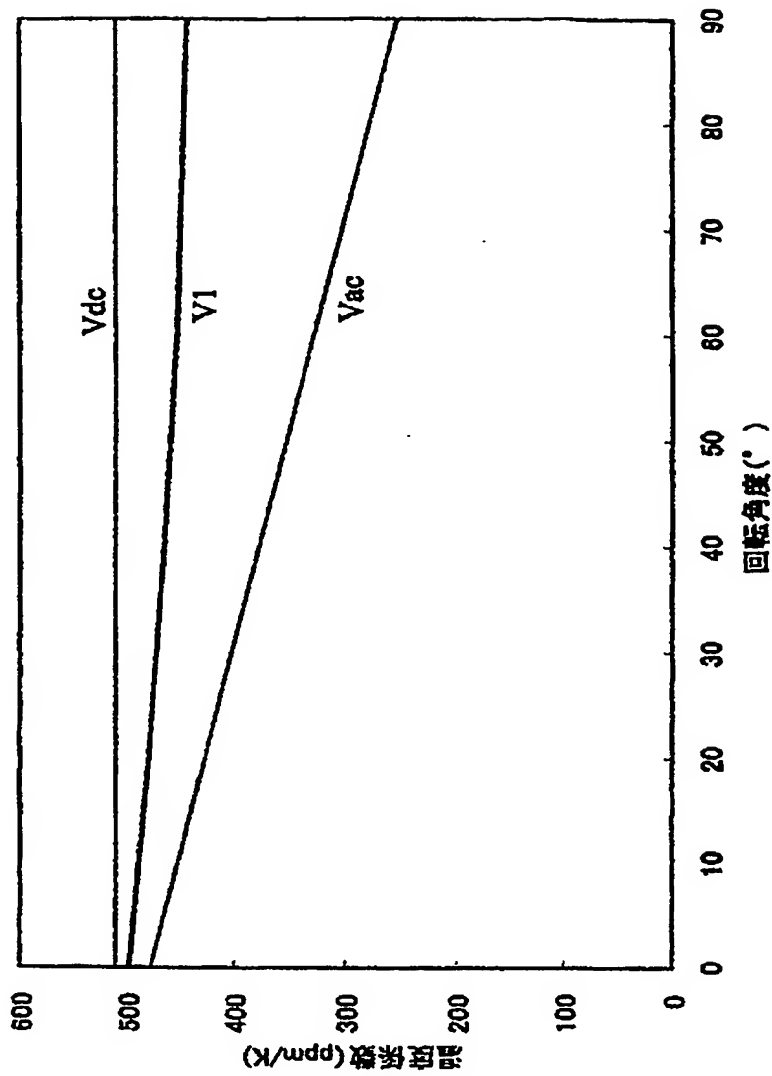
【図 6】



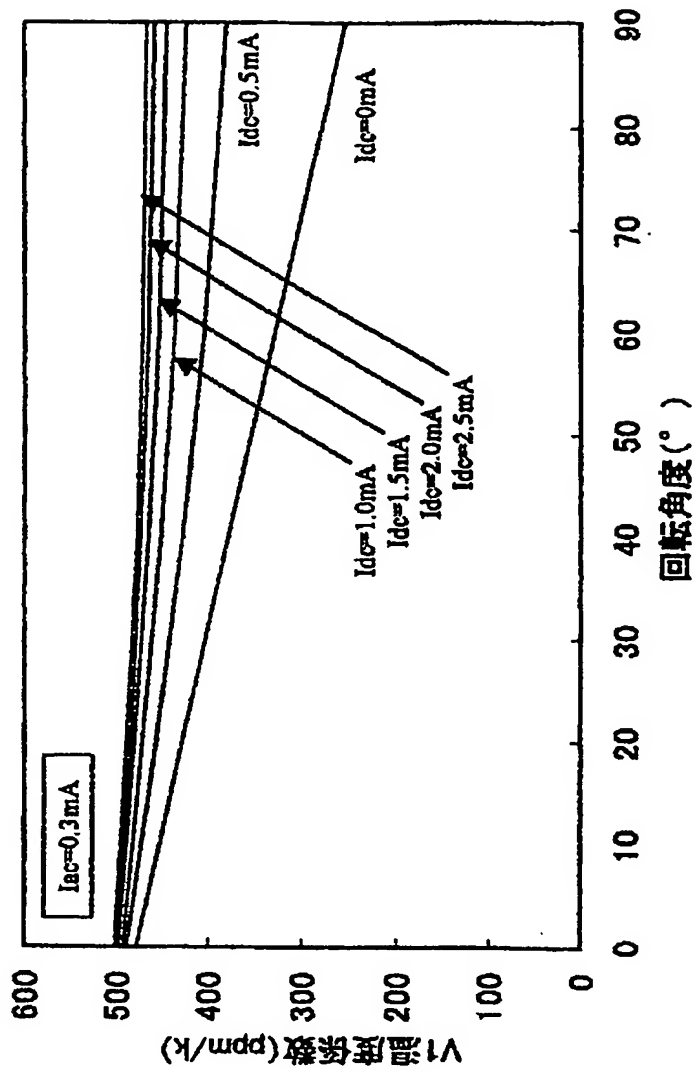
【図 7】



【図 8】

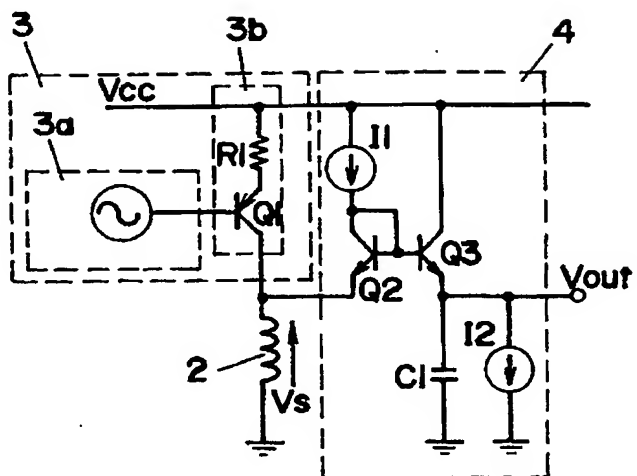


【図 9】

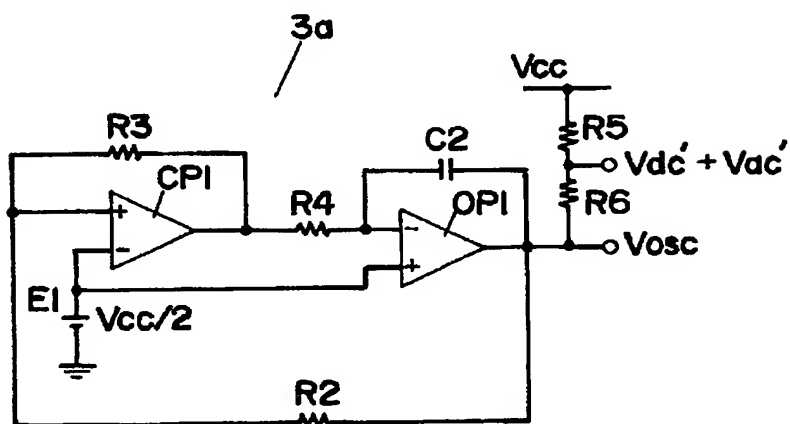




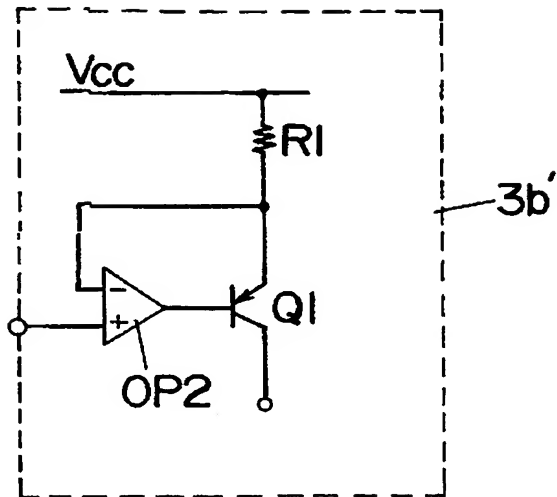
【図 10】



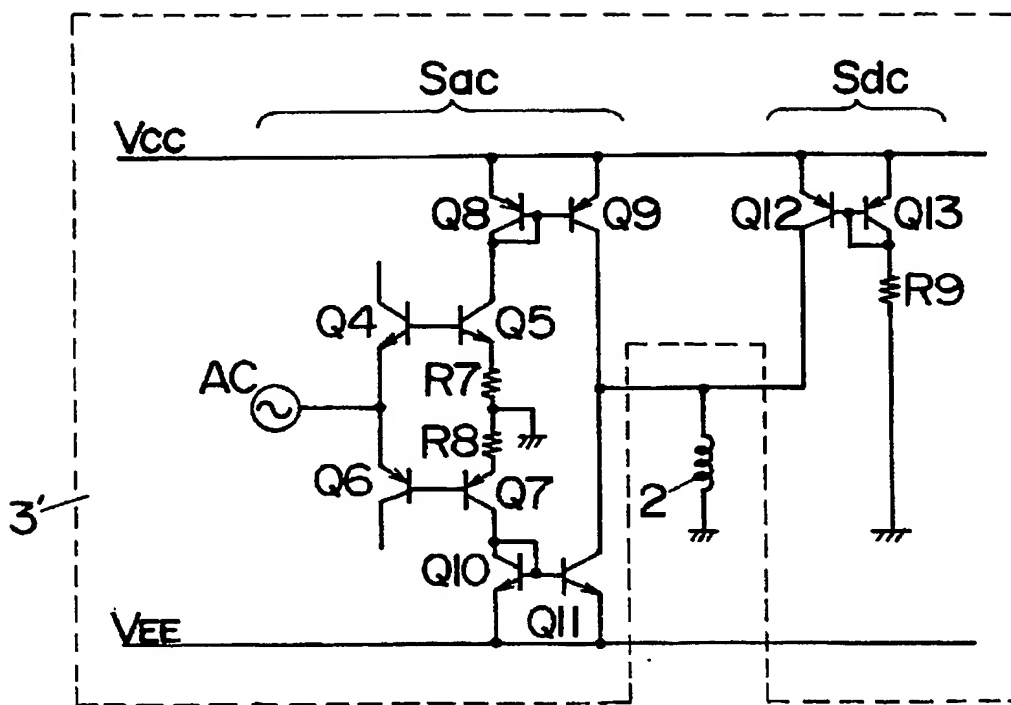
【図 11】



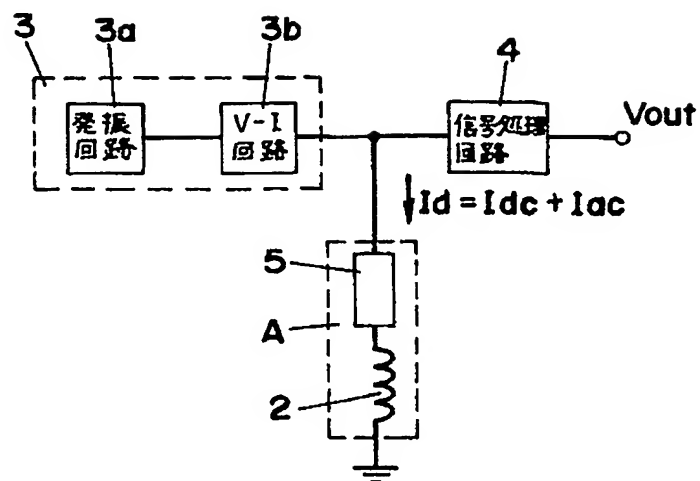
【図 12】



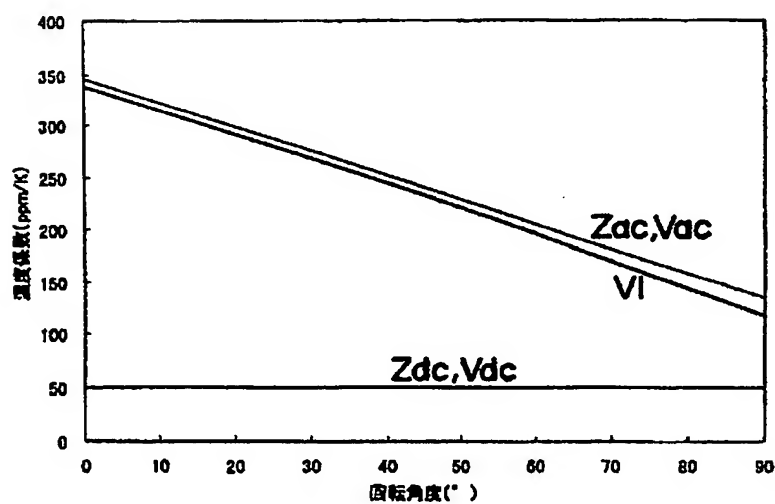
【図 13】



【図 14】



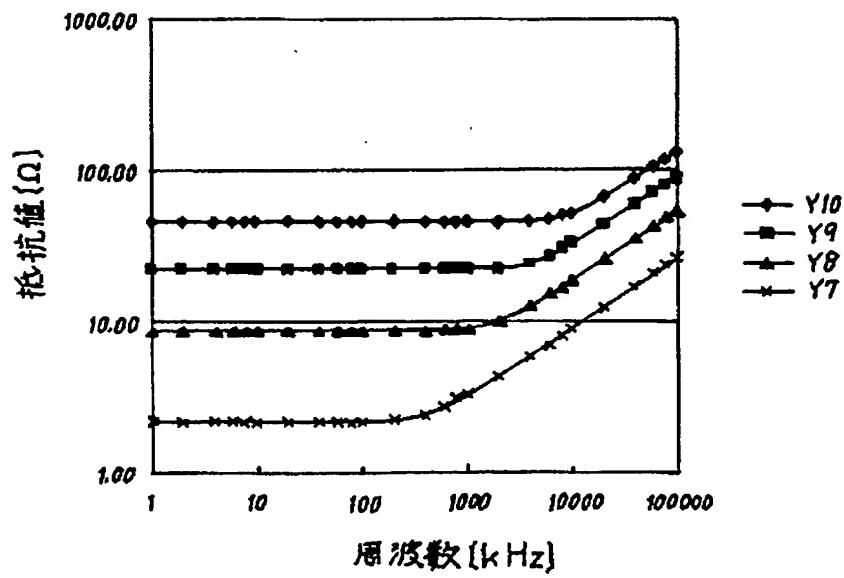
【図 15】



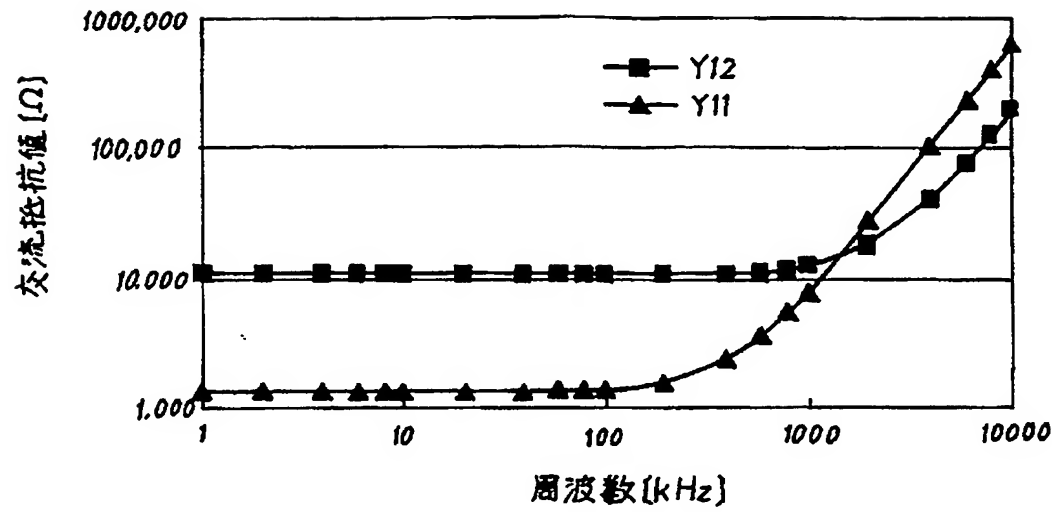
【図 16】



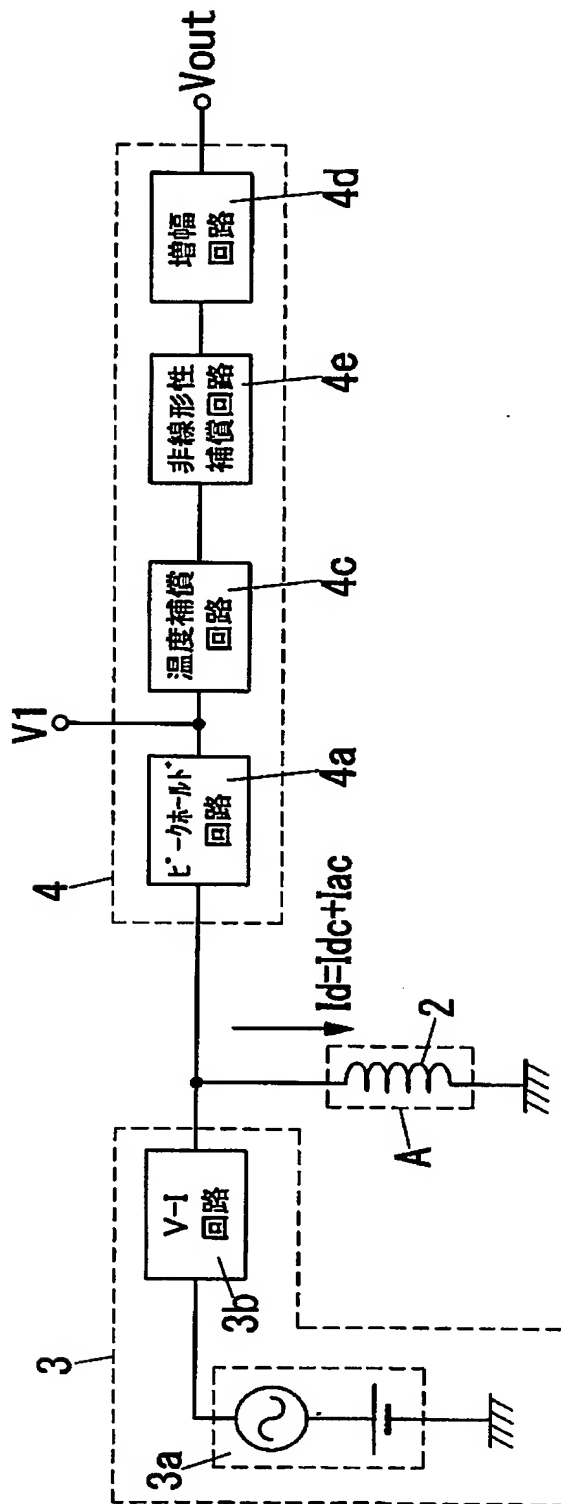
【図 17】



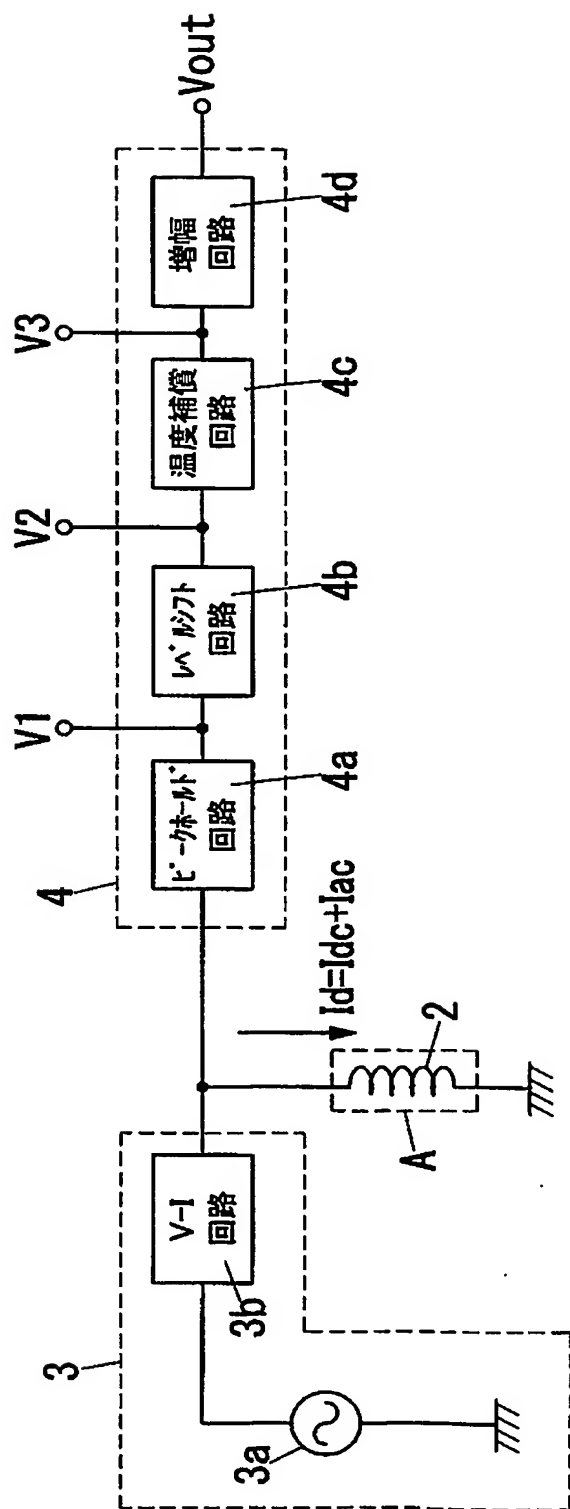
【図18】



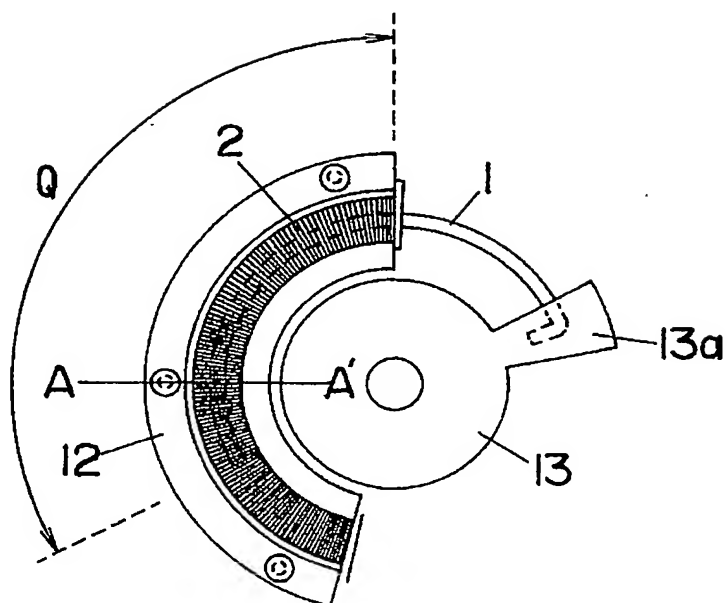
【図 19】



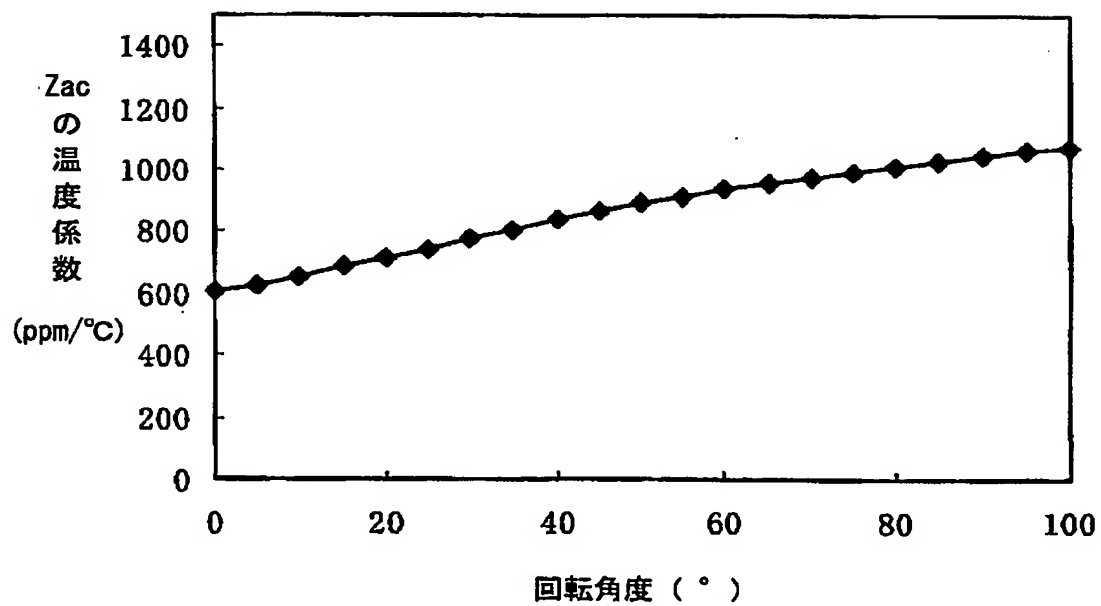
【図 20】



【図 2 1】

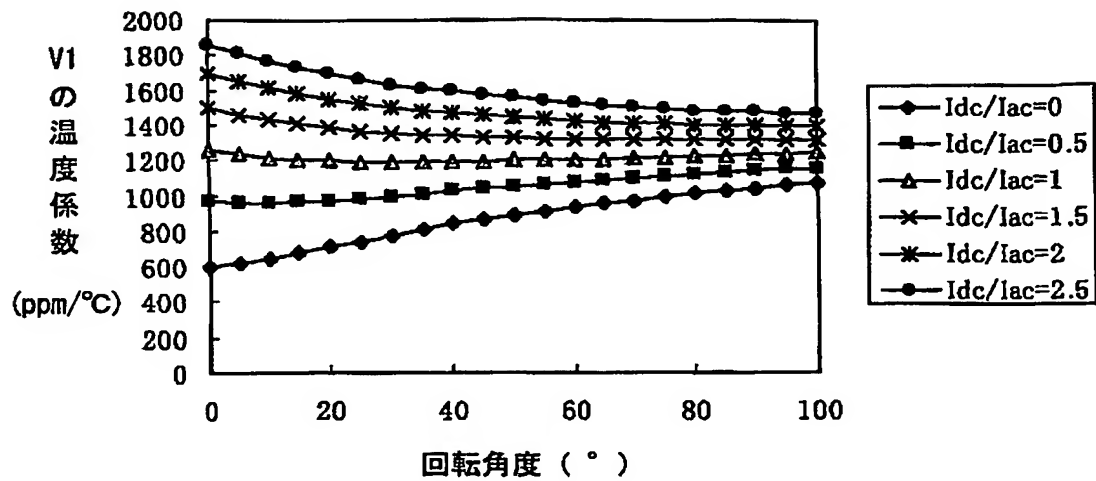


【図 2 2】

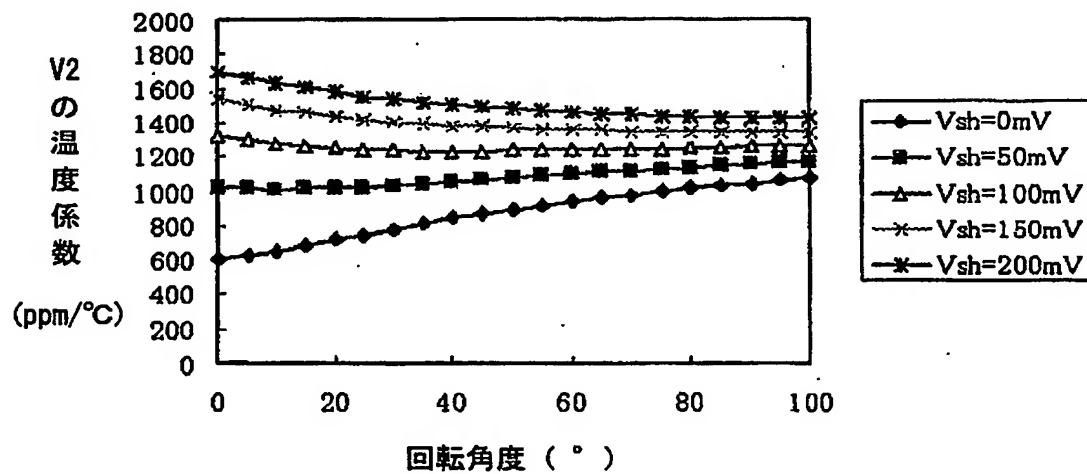




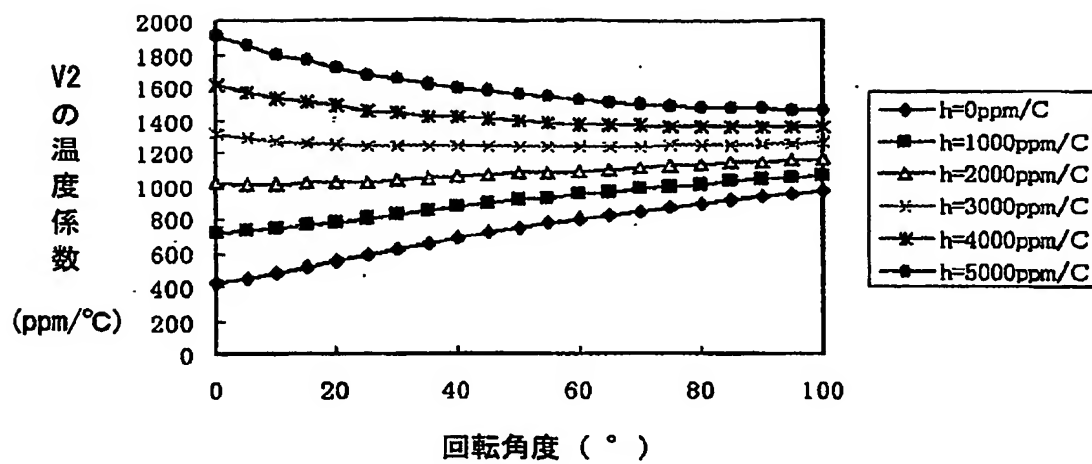
【図 2 3】



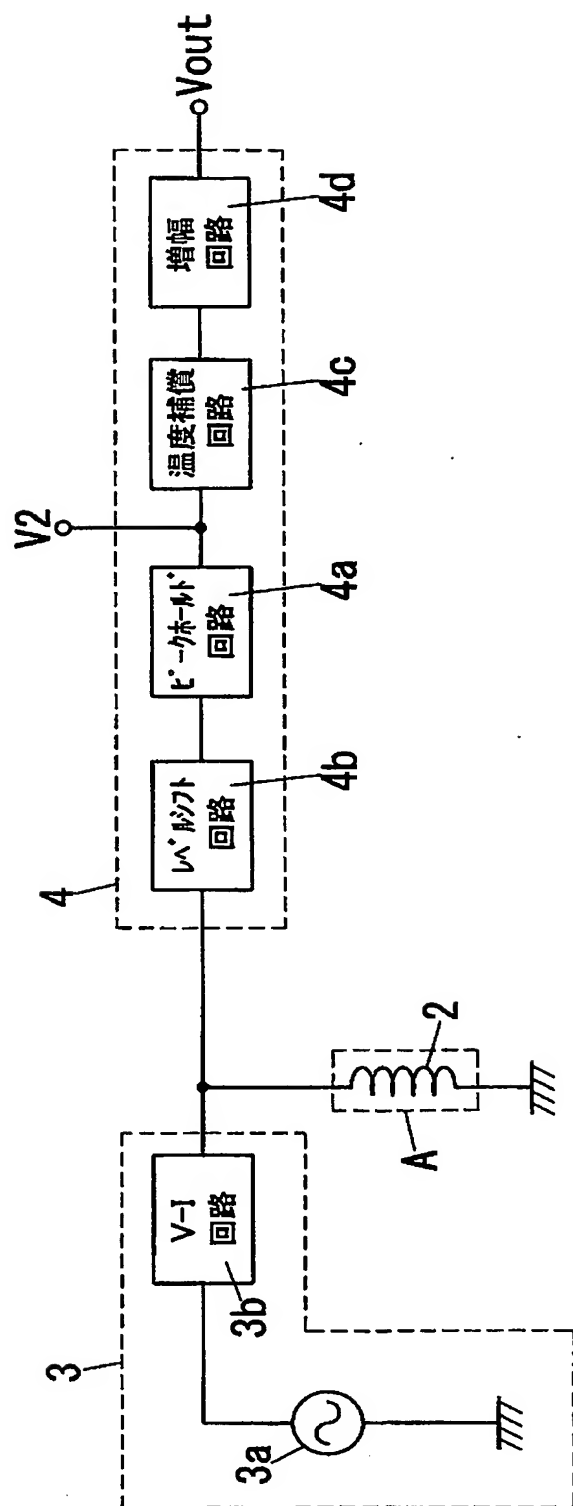
【図 2 4】



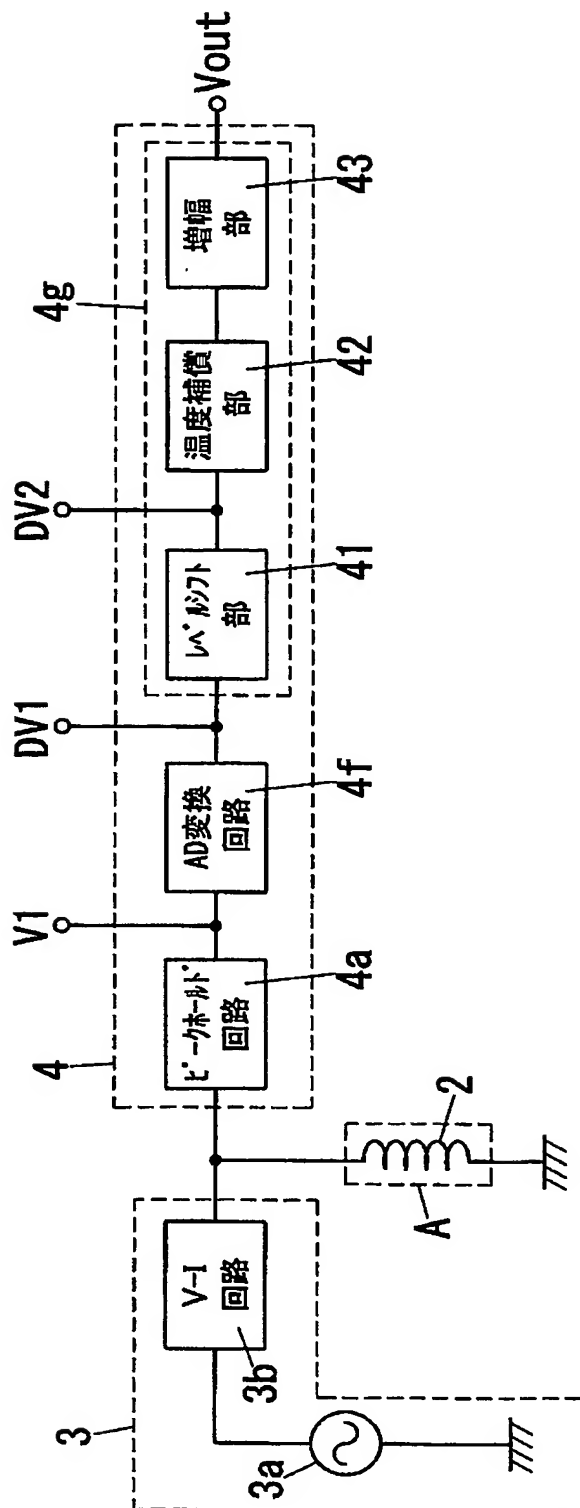
【図 25】



【図 26】



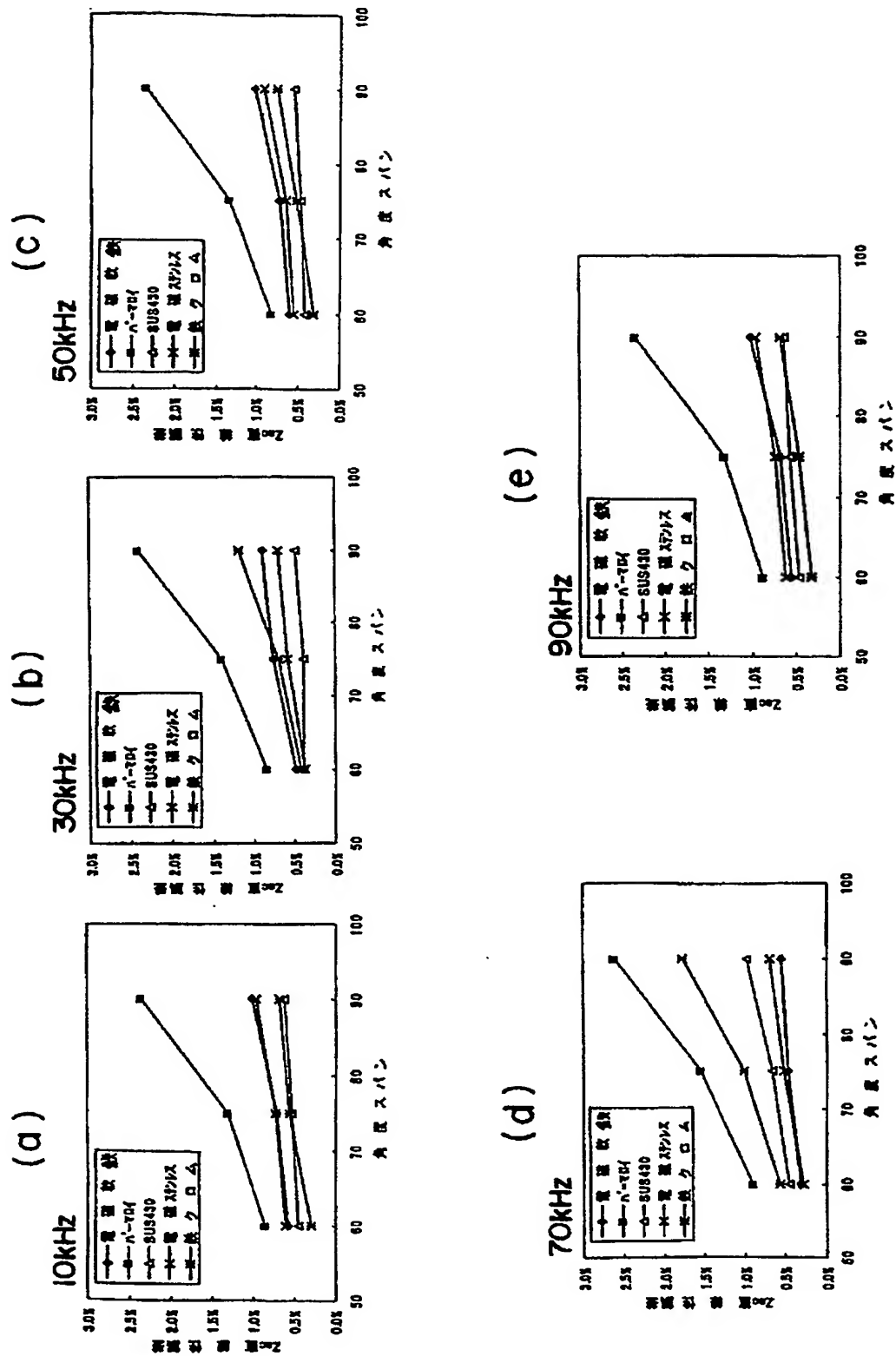
【図 27】



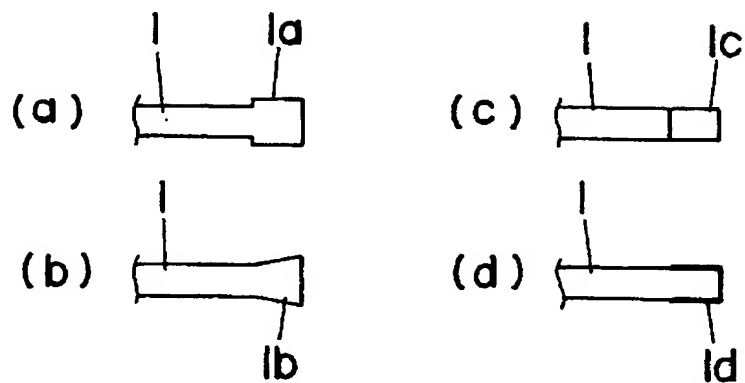
【図 28】

材質名	抵抗率 ( $\mu\Omega\cdot m$ )
電磁軟鉄(SUY-0)	0.1
パーマロイ(PC)	0.6
電磁ステンレス	0.6
SUS430	0.6
鉄クロム(FCH2)	1.2

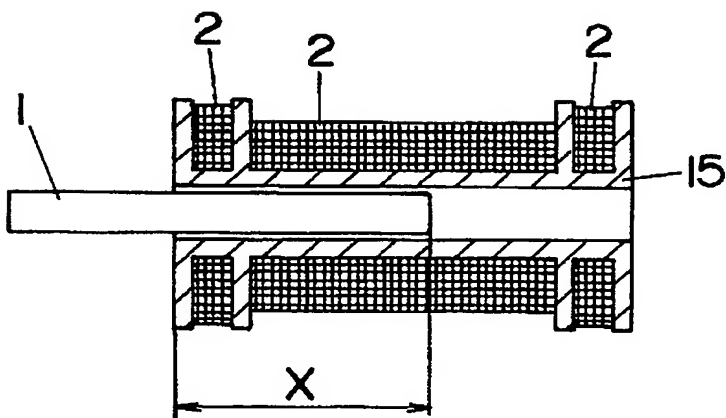
【図29】



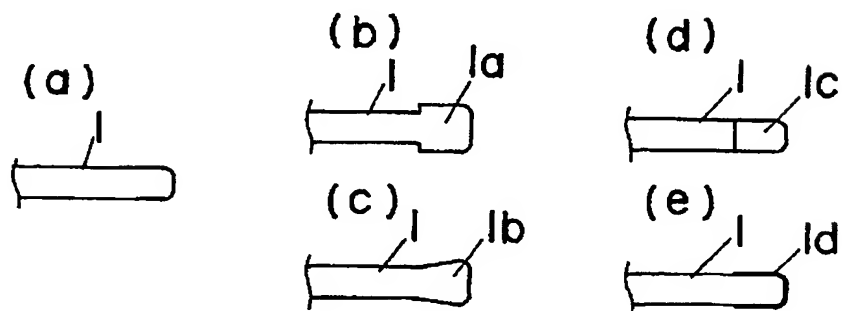
【図 30】



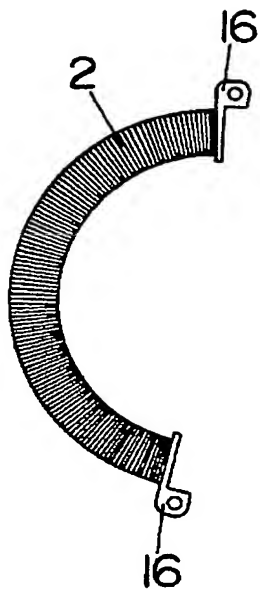
【図 31】



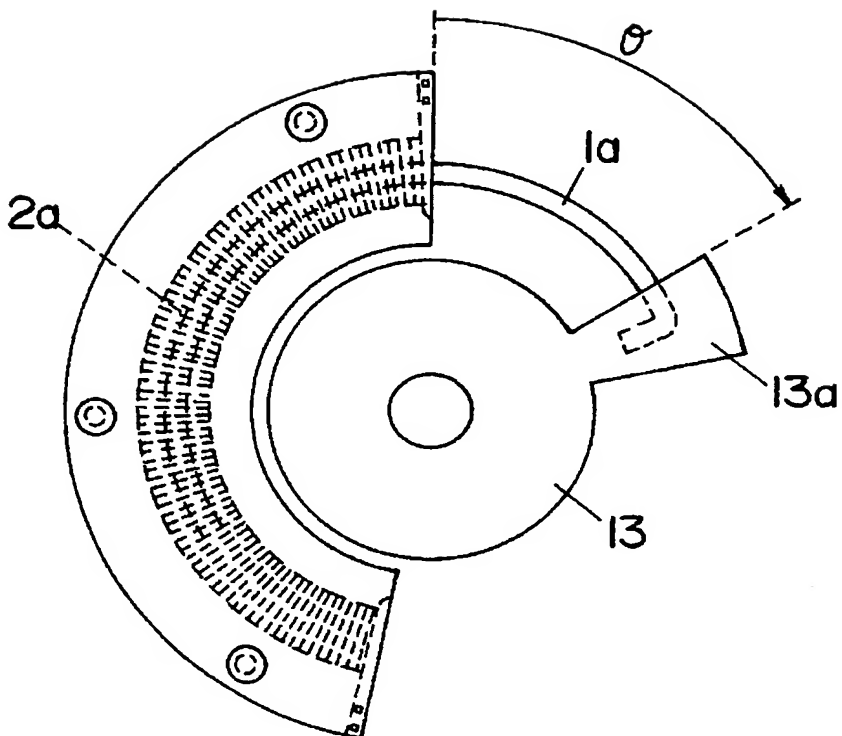
【図 32】



【図 3 3】

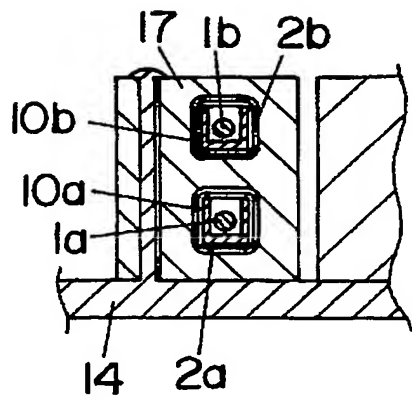


【図 3 4】

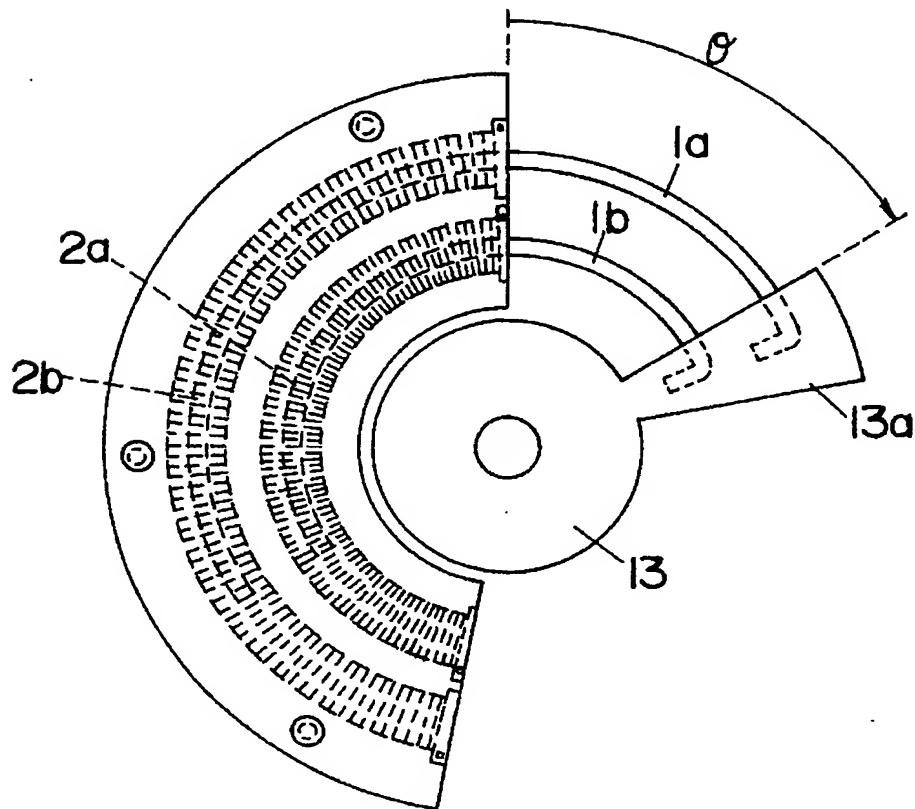




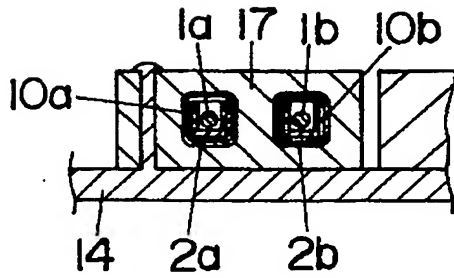
【図 3 5】



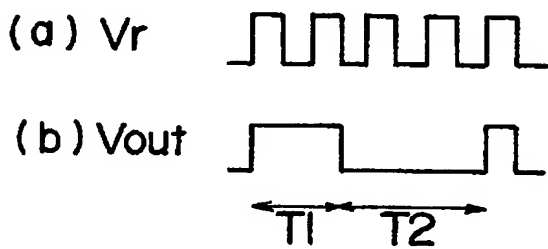
【図 3 6】



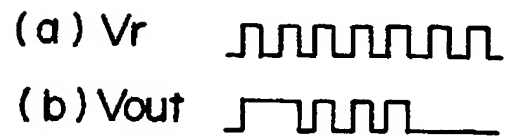
【図 37】



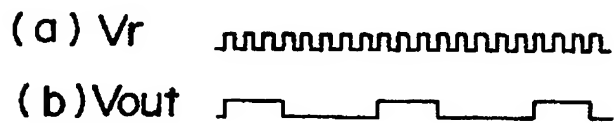
【図 38】



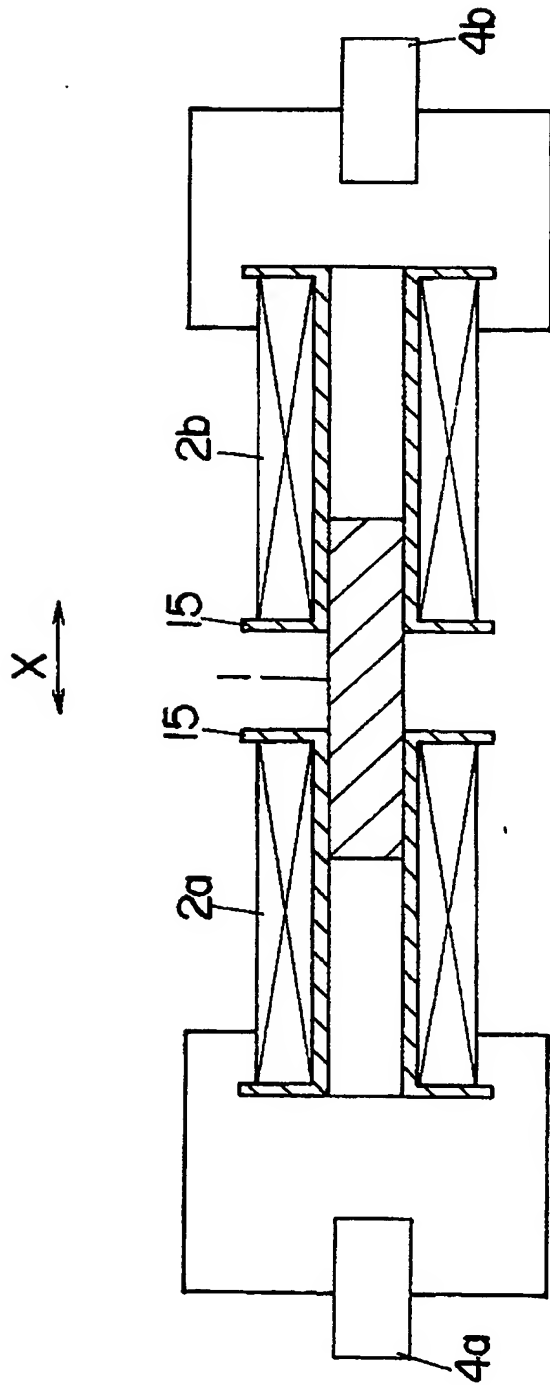
【図 39】



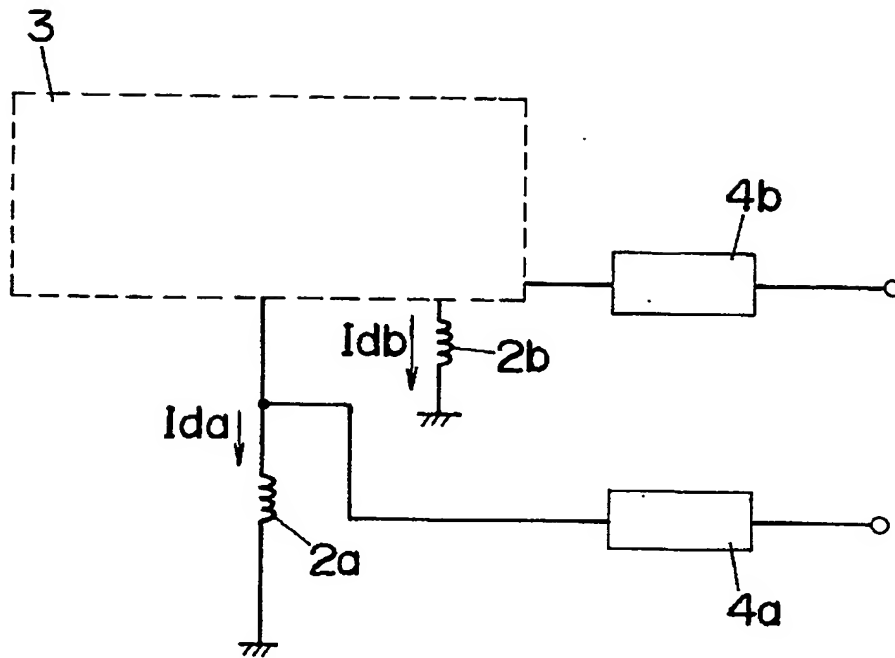
【図 40】



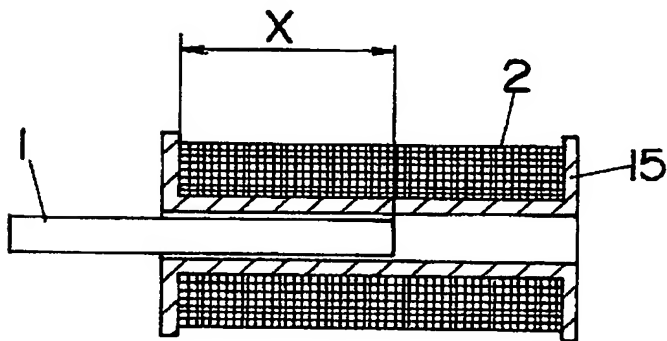
【図 41】



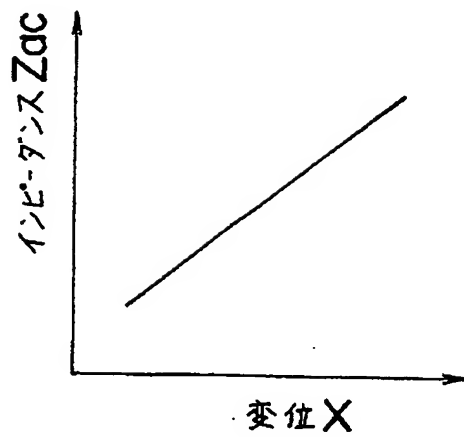
【図 4 2】



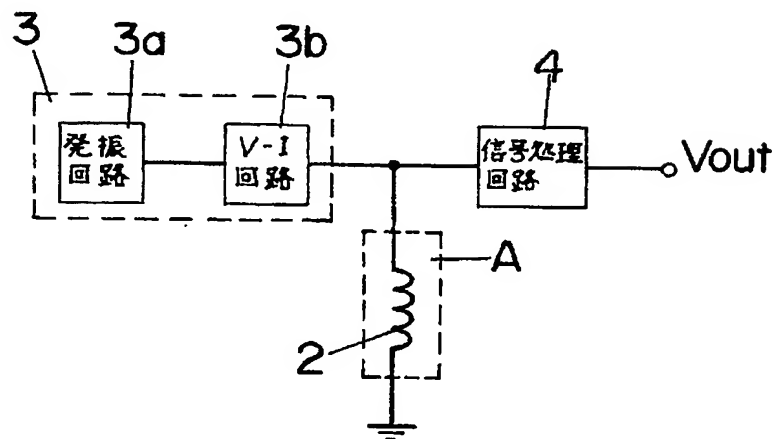
【図 4 3】



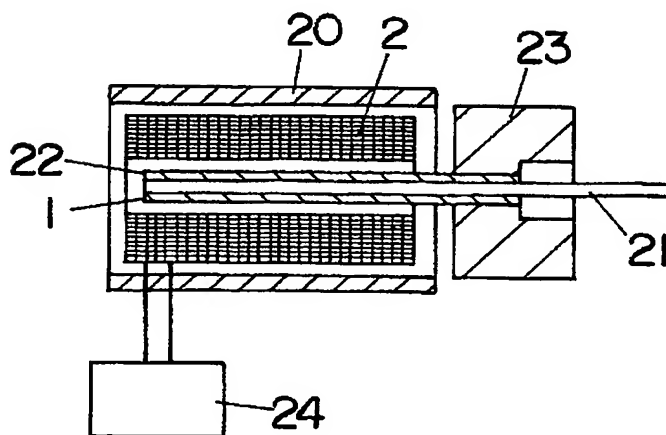
【図 4 4】



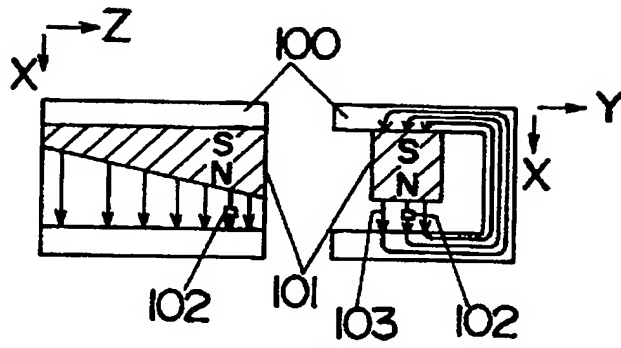
【図 4 5】



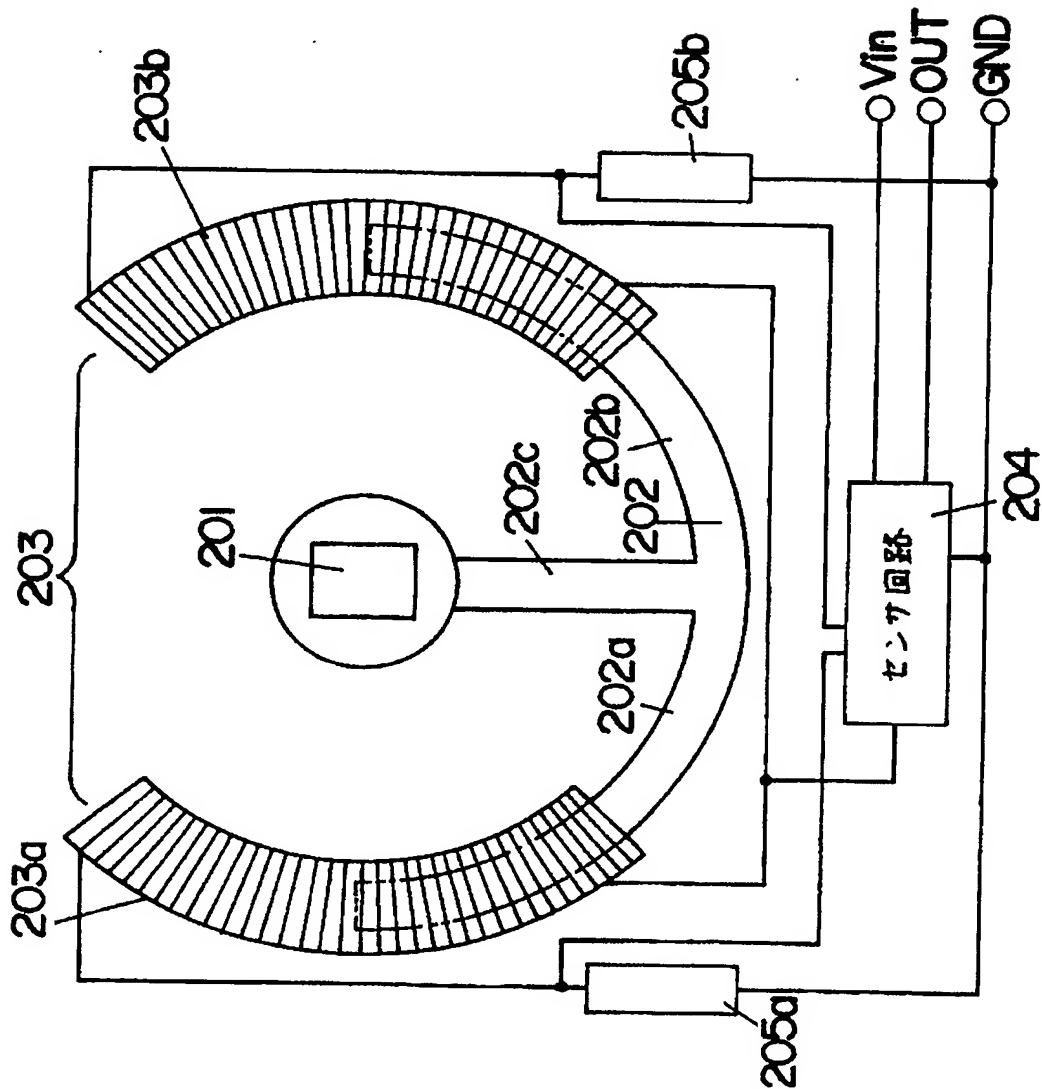
【図 4 6】



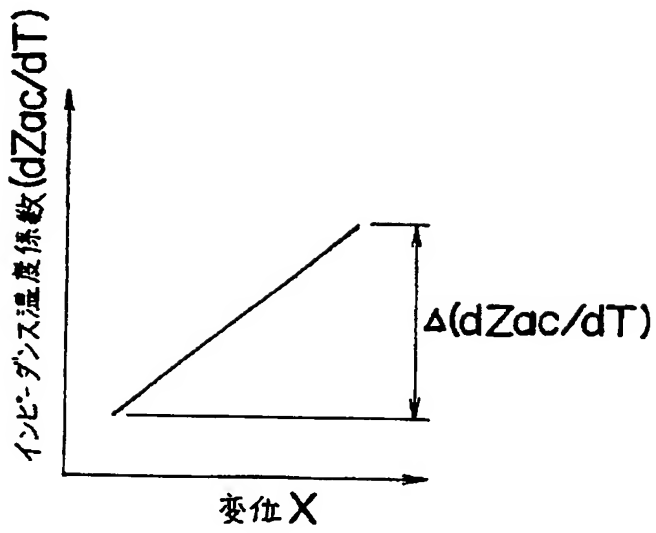
【図 47】



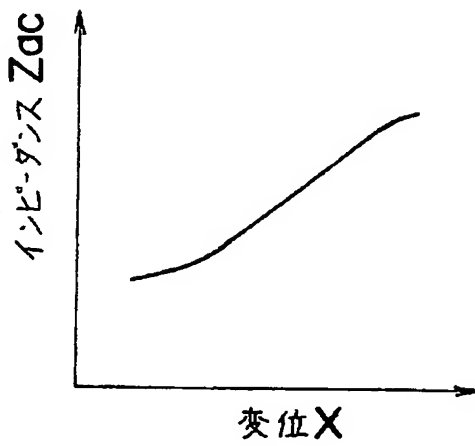
【図 48】



【図 49】



【図 50】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 変位に対する検出コイルのインピーダンスの温度係数の変化を簡単な回路で補償できるポジションセンサを提供する。

【解決手段】 定電流回路 3 から検出コイル 2 に交流電流  $I_{ac}$  を供給すると同時に、直流電流  $I_{dc}$  を供給し、全変位区間における検出部 A の出力電圧のピーク値の温度係数の変動幅が、交流電流  $I_{ac}$  の周波数での検出コイル 2 のインピーダンスの交流成分の温度係数の変動幅より小さくなるように、直流電流  $I_{dc}$  と交流電流  $I_{ac}$  との割合と、検出部 A のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合と、直流電流  $I_{dc}$  と交流電流  $I_{ac}$  との割合の温度特性と、検出部 A のインピーダンスの交流成分と直流成分との割合の温度特性とのうちいずれか 1 つ以上を設定する。

【選択図】 図 1



## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-117600
受付番号	50300671537
書類名	特許願
担当官	第一担当上席 0090
作成日	平成15年 4月25日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

## 【特許出願人】

【識別番号】	000005832
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真1048番地
【氏名又は名称】	松下電工株式会社

## 【代理人】

申請人

【識別番号】	100087767
--------	-----------

【住所又は居所】	大阪市北区梅田1丁目12番17号 梅田第一生命ビル5階 北斗特許事務所
----------	-------------------------------------

【氏名又は名称】	西川 恵清
----------	-------

## 【選任した代理人】

【識別番号】	100085604
--------	-----------

【住所又は居所】	大阪市北区梅田1丁目12番17号 梅田第一生命ビル5階 北斗特許事務所
----------	-------------------------------------

【氏名又は名称】	森 厚夫
----------	------

次頁無

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000005832]

1. 変更年月日  
[変更理由]  
住 所  
氏 名

1990年 8月30日  
新規登録  
大阪府門真市大字門真1048番地  
松下電工株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**